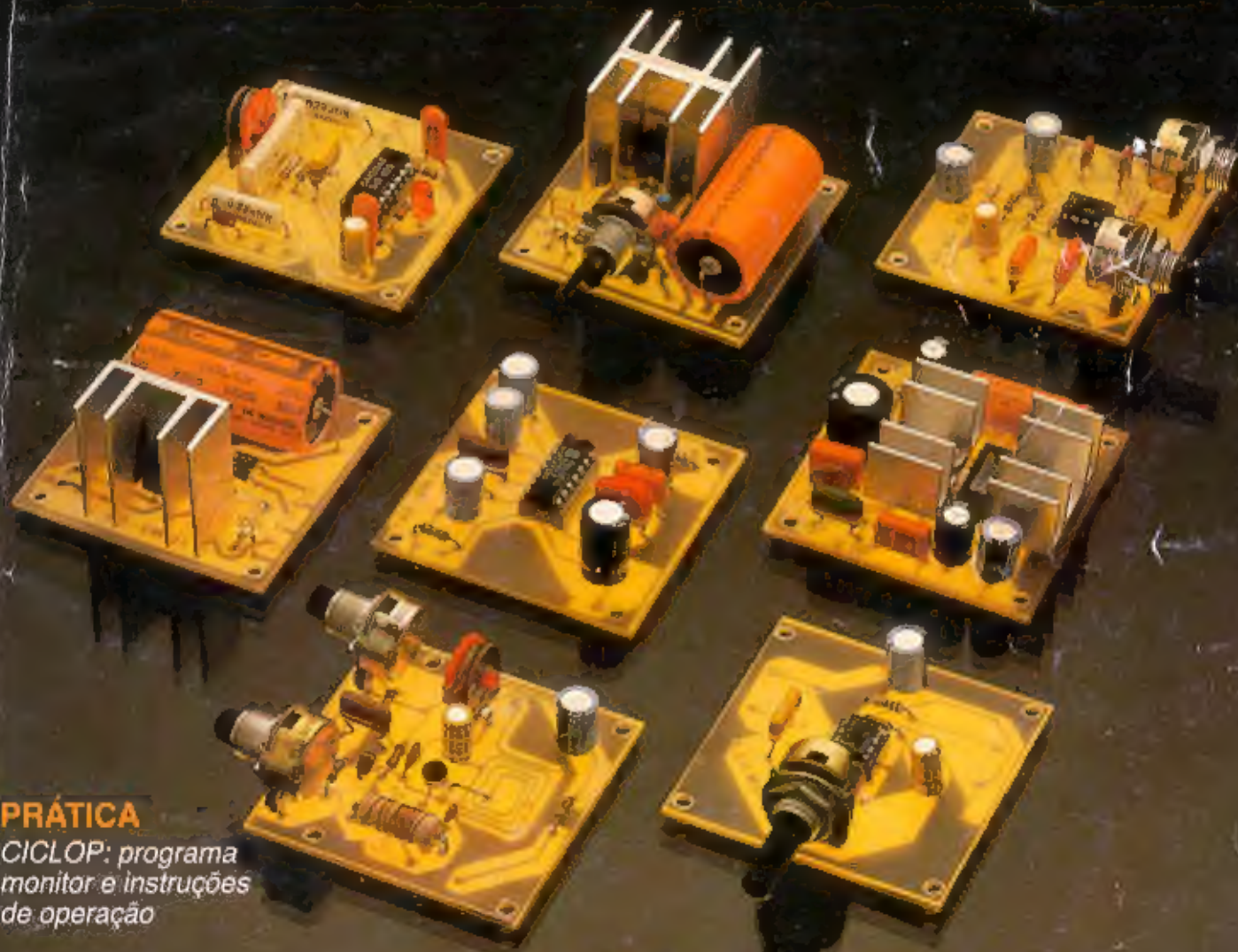


NOVA ELETRÔNICA

ANO IX — Nº 103 — SETEMBRO/85 — Cr\$ 8.900

DO FM ESTÉREO AO AMPLIFICADOR, UM SISTEMA MODULAR DE ÁUDIO



PRÁTICA

*CICLOP: programa
monitor e instruções
de operação*

BANCADA

*Como projetar
divisores de frequência*

TELECOMUNICAÇÕES

*Projeto completo
de um radioenlace*

MICROELETRÔNICA

*Tendências e novidades
do 5º simpósio brasileiro*

CURSO

*Telefonia Básica
6º fascículo*

NOVA ELETRONICA

CAPA



Apresentamos a melhor solução para quem quer montar seu primeiro sistema de som ou completar o que já tem: é o SISMO, um mini-equipamento de áudio por inteiro, mas dividido em pequenas placas padronizadas. Inclui até mesmo a fonte de alimentação; você só precisa acrescentar as caixas acústicas.

ÁUDIO

Discos 10

Dois novos amplificadores de potência 11
Proximity e Giannini lançam seus novos pesos-pesados

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Teoria e parâmetros dos tiristores — 1ª parte 14

VÍDEO

TV-Consultoria 21

ENGENHARIA

Análise e projeto de filtros — parte XI 27

Prancheta nacional 36

A tecnologia dos integrados CMOS — 7ª parte 38

PRÁTICA

CICLOP — conclusão 45
Completando o sistema do controlador, são dados agora seu programa monitor e as instruções de operação do teclado

Conheça os operacionais pela prática — IV 52
Mais quatro experimentos com as montagens básicas usando operacionais

SISMO, um minissistema modular de áudio 55

BANCADA

Como projetar divisores de frequência 60
Todos os dados de cálculo para divisores passivos de duas vias, incluindo gráficos para o dimensionamento das bobinas

TELECOMUNICAÇÕES

Projeto de um radionlace — parte I 65
Num artigo voltado especialmente para estudantes, o procedimento completo de cálculo, desde o levantamento do terreno

Introdução às válvulas de microondas — 4ª parte 71
Saiba o que são e como operam os magnetrons

MICROELETRÔNICA

Indústria e universidade querem definições 76
Os rumos da microeletrônica nacional, a partir das tendências e conclusões de seu 5º simpósio nacional

CURSO

Telefonia Básica — 6º fascículo

SEÇÕES

Cartas 4
Notas nacionais 6
Notas internacionais 8
Resenha 79
Livros & Revistas 80
Classificados 82

Os tiristores na teoria e na prática

Semicondutores com quatro camadas alternadas, P e N, os tiristores apareceram no princípio dos anos 60 e se firmaram nas aplicações de controle e chaveamento de potência

A palavra "tiristor" é a denominação dada para qualquer dispositivo semicondutor PNP com quatro camadas. Basicamente este tipo de dispositivo apresenta dois estados estáveis: ligado (*on*) e desligado (*off*). Hoje em dia, o termo tiristor é utilizado apenas para os dispositivos de três terminais, enquanto os de dois terminais são chamados de diodos de quatro camadas, diacs ou ainda diodos de comutação.

Diodos de quatro camadas — Basicamente, são constituídos de quatro regiões estruturadas, conforme está indicado na figura 1. A região P externa é denominada anodo, enquanto que a região N externa forma o catodo.

Vejamos o que ocorre quando aplicamos uma tensão sobre o diodo de quatro camadas, como mostra a figura 2. Das três junções PN, denominadas J1, J2 e J3, duas estão polarizadas diretamente, J1 e J3, enquanto que a junção J2 está sob polarização reversa. As quedas de tensão sobre as junções J1 e J3 são desprezíveis face à tensão sobre a junção J2.

A corrente que atravessa o diodo de quatro camadas é muito pequena, pois é constituída somente pela corrente reversa da junção J2. Com o aumento da

tensão, há um pequeno incremento na corrente, porém o diodo ainda permanece no estado *off*, com a impedância alta. Se aumentamos ainda mais a tensão, verificamos que a queda sobre a junção J2 alcança o valor da tensão de ruptura e assim provoca uma avalanche de portadores injetados no diodo. A corrente direta aumenta e atinge o valor determinado pela reta de carga do circuito externo. Na figura 3 apresentamos a curva característica do diodo de quatro camadas e a reta de carga determinada pela tensão e resistência externa.

Observe que o estado apresentado neste momento é o estado *on*, no qual a impedância do diodo de quatro camadas é muito baixa.

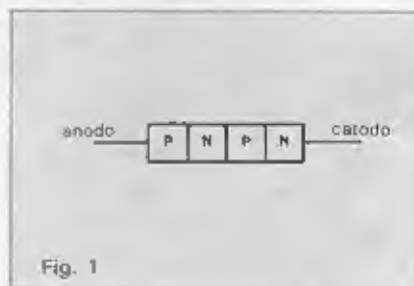
A tensão em que ocorre o disparo é denominada tensão anódica de abertura (V_{bo}). O diodo de quatro camadas permanece neste estado até a corrente alcançar um valor menor que o valor da "corrente de manutenção" (I_h), como é apresentado na figura 3.

As aplicações do diodo de quatro camadas são limitadas, pois o disparo só pode ser obtido através da tensão entre o anodo e o catodo. Assim, o circuito de comando deve ser conectado diretamente ao circuito de carga onde, na maioria das vezes, estão presentes

grandes tensões e grandes correntes. Outra desvantagem é que a potência necessária para o disparo normalmente é muito alta, limitando ainda mais o seu uso em circuitos práticos.

Essas desvantagens são superadas comutando-se o dispositivo com uma tensão adequada aplicada a uma das camadas intermediárias da estrutura, transformando-o em um tiristor.

Tiristores — O tiristor foi desenvolvido na década de 60 paralelamente ao diodo de potência retificador de silício. Ambos os dispositivos eram destinados ao uso na engenharia de potência. A similaridade na aplicação levou a que o tiristor fosse chamado de retificador controlado de silício, o que deu ao dis-



Estrutura interna do diodo de quatro camadas.

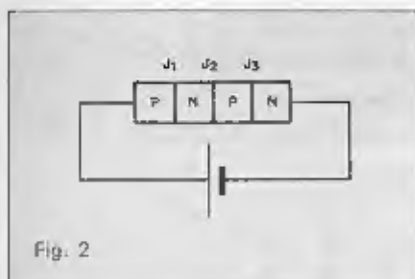


Fig. 2 Polarização do diodo de quatro camadas.

positivo sua referência de circuito SCR.

O símbolo do SCR é mostrado na figura 4. Basicamente, seu funcionamento é o mesmo que o de um diodo de quatro camadas, porém, neste caso, aparece um terceiro terminal, responsável pelo disparo do estado *off* para o estado *on*.

Para o estudo mais detalhado do SCR, vamos considerar a estrutura de quatro camadas dividida em duas estruturas de três camadas, ou seja, como dois transistores ligados na forma que mostra a figura 5. Tal simulação é bastante próxima do real e oferece condições para um estudo mais quantitativo.

Para melhor entender o funcionamento do SCR, consideraremos que ele se apresenta no estado *off*, porém, que a tensão reversa sobre a junção J2 não ultrapassa o valor de ruptura. Aplicando uma tensão positiva ao terceiro terminal — denominado porta ou *gate* —, ao analisarmos o esquema com os dois transistores, facilmente perceberemos que a corrente catodo-porta forma a corrente emissor-base do transistor NPN e, assim, alguns elétrons atravessam a junção J2 para entrar na região N do coletor. Lembra-se de que a região de porta é mais espessa que a região de base do transistor e por isso o ganho de corrente será menor que 1.

O processo de disparo continua, pois o fluxo de elétrons na junção J2 faz com que a camada de depleção fi-

que estreita, a tensão direta nas junções J1 e J2 aumente e a corrente emissor-base do transistor PNP siga o aumento da polarização direta da junção J1. Novamente, devido ao fato de que, num transistor, a região N é mais espessa que a região de base, o ganho de corrente será menor do que 1. À proporção que o transistor PNP conduz, o transistor NPN entra ainda mais na região de condução e assim continua o processo até que os dois transistores alcancem a região de saturação. A impedância de anodo para catodo torna-se muito pequena, permitindo que possa fluir no SCR uma corrente limitada pela carga externa.

Note que, mesmo que a tensão de porta seja removida, o SCR continuará em estado *on*, permanecendo assim até que a corrente direta sobre o mesmo fique abaixo do valor chamado de manutenção. Observe os cálculos apresentados a seguir e verifique em que condição o SCR continua disparado no estado ligado.

A corrente de base do transistor NPN é denominada I_b . A corrente de coletor do mesmo transistor é I_c e esta é também a corrente de base do transistor PNP. A corrente de coletor do transistor PNP é realimentada para a base do transistor NPN. Considerando-se α_1 o ganho de corrente do transistor NPN, e o ganho de corrente do transistor PNP como sendo α_2 , então:

$$I_1 = \alpha_1 \cdot I_0 - I_2 \quad (1)$$

$$I_2 = \alpha_2 (I_1) \quad (2)$$

Substituindo I_1 da equação (2) na equação (1), obtem-se:

$$I_1 = \frac{\alpha_1 \cdot I_0}{1 - \alpha_1 \cdot \alpha_2}$$

Calculando o valor de I_2 através da equação (2), tem-se:

$$I_2 = \frac{\alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot I_0}{1 - \alpha_1 \cdot \alpha_2}$$

A corrente I_L é a soma de I_1 e I_2 :

$$I_L = \frac{\alpha_1 \cdot I_0 (1 + \alpha_2)}{1 - \alpha_1 \cdot \alpha_2}$$

Para que o valor da corrente dependa somente da resistência de carga, esta deve assumir valor infinito, o que ocorre quando o denominador da equação assume o valor 0, isto é:

$$1 - \alpha_1 \cdot \alpha_2 = 0$$

$$\alpha_1 \cdot \alpha_2 = 1$$

Esta condição é definida como sendo básica para que o SCR entre no estado *on* e nele permaneça mesmo sem a tensão de porta.

Para que a aplicação prática do SCR seja bem sucedida, é importante sempre ter em mente que, da mesma for-

ma que no diodo de quatro camadas, o SCR pode ser disparado para o estado *on* através da tensão entre anodo e catodo. Isso implica que nos projetos onde é utilizado SCR a tensão nunca deve ultrapassar este valor.

Outra característica importante é a condição de mudança do estado *on* para o *off*. Lembra-se que, para que isto aconteça, basicamente é necessário que a corrente alcance um valor menor que o valor da corrente de manutenção, porém, para isso, na prática, são utilizados vários artifícios. Por exemplo:

- curto sobre anodo e catodo, fazendo com que a corrente circule através de outro circuito e não pelo SCR;
- abrir o circuito em série com o SCR, para que a corrente alcance valor 0;
- diminuir a tensão da fonte até 0 ou valores negativos, de tal forma que o SCR passe para a região reversa.

Vamos agora passar a estudar um SCR e suas regiões críticas de trabalho, as quais definem o seu dimensionamento.

Regiões críticas — Observe, antes de iniciarmos este estudo, que na maioria das vezes o SCR é um dos dispositivos mais caros do projeto; e, sendo um componente muito sensível, pode ser danificado facilmente se um dos seus limites característicos for ultrapassado. Assim, no projeto de circuitos utilizando qualquer tipo de tiristor, devemos sempre tomar um cuidado especial com o dimensionamento deste dispositivo.

Antes de entrar nos parâmetros críticos, é necessário que estejam muito bem definidas as condições de trabalho do tiristor. Deve-se atentar ao fato de que o SCR é constituído de junções semicondutoras e que o tempo necessário para a temperatura da junção alcançar valores de fusão é muito pequeno. Isso vem contrariar os outros dispositivos de potência que são normalmente empregados conjuntamente com os tiristores como, por exemplo, motores, resistores de potência, transformadores etc. O dimensionamento

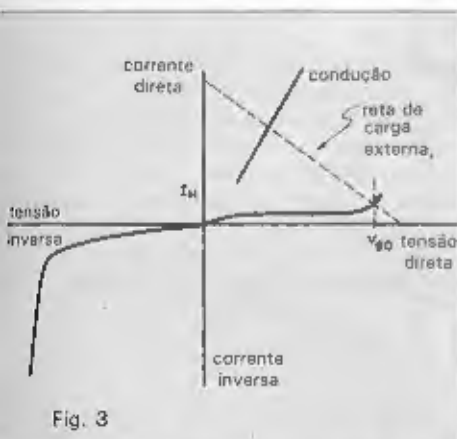


Fig. 3

Curva característica do diodo de quatro camadas.

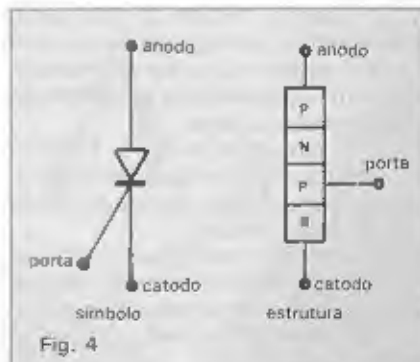


Fig. 4

Retificador de silício controlado: símbolo elétrico e estrutura interna.

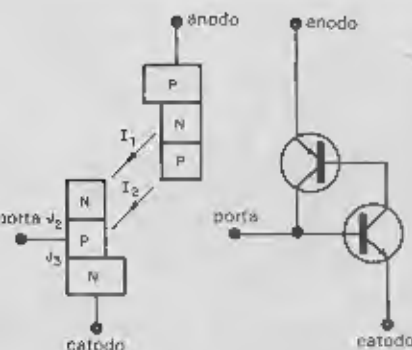


Fig. 5

O funcionamento do SCR pode ser analisado pela sua divisão em dois transistores.

desses dispositivos costuma ser feito para valores médios de corrente, tensão e potência, já que podem suportar condições de sobrecarga durante muito mais tempo do que o necessário. Porém, em dispositivos eletrônicos, como o SCR, os diodos e transistores, isso não pode acontecer de forma alguma, pois qualquer sobrecarga já danifica estes componentes.

Vamos primeiro analisar o SCR em termos de tensões e verificar os valores críticos e a nomenclatura encontrada em manuais.

Como no caso dos diodos, são especificados três valores de regime de tensão inversa sobre o SCR: contínuos, repetitivos e não repetitivos. E em virtude de os SCRs poderem permanecer em polarização direta mesmo não conduzindo, três valores em regime de tensão direta são apresentados. Assim, temos seis valores de trabalho para os tiristores:

V_{RWM} — tensão inversa de crista de trabalho, correspondente ao valor de pico negativo da tensão senoidal da rede de alimentação;

V_{RRM} — tensão repetitiva de pico inverso, correspondente ao valor de pico negativo dos transitórios que ocorrem a cada ciclo da tensão de alimentação da rede;

V_{RSM} — tensão inversa de pico (surto) não-repetitiva, correspondente ao valor de pico negativo dos transitórios que ocorrem irregularmente na tensão de alimentação da rede;

V_{DRM} — tensão de crista de trabalho em estado off, correspondente ao valor de crista positivo da tensão senoidal da rede principal;

V_{DRM} — tensão repetitiva de pico no estado off, correspondente ao valor de pico positivo dos transitórios que ocorrem a cada ciclo da tensão de alimentação da rede;

V_{DSM} — tensão não-repetitiva de pico (surto) no estado desligado, correspon-

Características dos tiristores da linha SKT 10, da Semikron ($I_{TRMS} = 30$ A, $I_{TAV} = 19$ A)

Tabela 1

	SKT 10/02 C	SKT 10/04 C	SKT 10/06 C	SKT 10/08 C	SKT 10/10 C	SKT 10/12 C	SKT 10/12 E
V_{RSM} V_{DRM} , V_{RRM}	300 V 200 V	500 V 400 V	700 V 600 V	900 V 800 V	1100 V 1000 V	1300 V 1200 V	
I_{TAV}	$(T_{\text{ambiente}} = 72^\circ\text{C seno } 180^\circ\text{el})$ $(T_{\text{ambiente}} = 85^\circ\text{C seno } 180^\circ\text{el})$		19 A 16 A				
I_{TRMS}			30 A				
I_{TAV}	(seno 180° el) (rec. 120° el)		K 9 6 A 5,5 A		K5 8,5 A 8 A		K3 10 A 9 A
I_{TSM}	$(T_{vj} = 25^\circ\text{C})$ $(T_{vj} = 130^\circ\text{C})$		0 170 A 140 A		$\frac{1}{2} V_{RSM}$ 145 A 120 A		V_{RRM} 120 A 100 A
I_{2T}	$(T_{vj} = 25^\circ\text{C})$ $(T_{vj} = 130^\circ\text{C})$		145 A ² S 100 A ² S				
$(di/dt)_{cr}$	$(f = 50 \text{ ou } 60 \text{ Hz})$		50 A/ μ s				
$(dv/dt)_{cr}$	$(T_{vj} = 130^\circ\text{C})$ $(T_{vj} = 130^\circ\text{C})$ $(T_{vj} = 25^\circ\text{C})$ $(T_{vj} = 25^\circ\text{C}; R_G = 33\Omega)$		C > 200 V/ μ s típ. 80 μ s típ. 50 mA típ. 100 mA		E > 1000 V/ μ s máx. 80 mA máx. 200 mA		
V_T V_{TTOI} r_i	$(I_T = 30 \text{ A})$ $(T_{vj} = 130^\circ\text{C})$ $(T_{vj} = 130^\circ\text{C})$		máx. 2,0 V 1,2 V 25 m Ω				
V_{GT} I_{GT} V_{GD} I_{GD}	$(T_{vj} = 25^\circ\text{C})$ $(T_{vj} = 25^\circ\text{C})$ $(T_{vj} = 130^\circ\text{C})$ $(T_{vj} = 130^\circ\text{C})$		3 V 50 mA 0,25 V 1 mA				
R_{thjc} R_{thja} T_{vj} T_{amb}	conf. típ. 1,2° C/W		seno 180° el 1,3° C/W típ. 1,0° C/W -40... +130°C -55... +150°C		rec. 120° el 1,35° C/W		
M g w Ex			2,0 Nm 5 9,81 m/s ² = 6 g				



dente ao valor de pico positivo dos transitórios que ocorrem irregularmente na tensão da rede.

Os valores de pico repetitivos e não-repetitivos são determinados em parte pela tensão e em parte pela energia do transitório que o tiristor pode absorver. Os valores de tensão direta são apresentados para que não exista a possibilidade do tiristor passar para a condição on simplesmente pela tensão reversa de ruptura da junção J2. É necessário que se tenha em mente que todos esses valores são dependentes da temperatura em que se está trabalhando com o tiristor.

Existe uma determinada condição

para o disparo do tiristor que é indesejável; trata-se da condição "dv/dt". Basicamente esta condição especifica a máxima velocidade de subida da tensão do tiristor. Lembre-se que o SRC, como qualquer diodo, quando a sua junção está polarizada reversamente, apresenta uma corrente através da junção dada pela seguinte expressão:

$$I = C_d \cdot \frac{dv}{dt}$$

Essa corrente pode causar o disparo do tiristor para o estado on, o que é por demais prejudicial nos circuitos práticos. Para evitar este tipo de pertur-

I_{TAV} — corrente média
 I_{TRMS} — corrente eficaz

Neste caso, estamos supondo que o tiristor está sendo utilizado em um circuito onde existe um chaveamento da tensão da rede variável com o ângulo de disparo compreendido entre 0° e 180°, sendo que para cargas resistivas temos pulsos de semi-senóides e para cargas muito indutivas temos pulsos retangulares, conforme será comentado mais à frente.

A potência que pode ser dissipada por um tiristor depende da temperatura máxima permissível sobre a junção. As condições para essa dissipação de calor dependem exclusivamente das resistências térmicas encontradas no ambiente. Como nos transistores, o uso de dissipadores tende a melhorar estas condições de trabalho. Podemos definir as resistências térmicas (fig. 6) da seguinte maneira:

$$P_{TOT} = \frac{T_{J\max} - T_{amb}}{\sum R_{TH}}$$

onde:

T_J — temperatura da junção
 T_{amb} — temperatura ambiente
 P_{TOT} — potência média na junção
 R_{TH} — resistência térmica

(j — c) — da junção ao encapsulamento
 (c — d) — do encapsulamento ao dissipador

(d — a) — do dissipador ao ambiente

Normalmente, os manuais fornecem curvas que apresentam as condições máximas de potência para uma determinada temperatura de trabalho e do dissipador utilizado.

Finalmente, vamos estudar as condições de disparo do tiristor, lembrando que em circuitos comerciais produzidos em série é muito importante que o circuito possa ser disparado qualquer que seja o SCR utilizado e a temperatura de trabalho (considerando variações entre características de SCRs de mesma família). Os valores de regime que garantem que todos os dispositivos do mesmo tipo são confiavelmente disparados ao longo da faixa completa de temperatura de operação, sem exceder a dissipação de porta permissível, são:

$P_{G(AV)}$ — potência média de porta calculada ao longo de um período de 20 ms;

P_{GM} — potência máxima de porta;
 V_{GD} — tensão de porta contínua máxima que não provoca o disparo;
 V_{GT} — tensão de porta instantânea mínima para o disparo;

I_{GT} — corrente de porta instantânea mínima para o disparo.

Ainda existem os tempos de atrasos envolvidos no disparo do tiristor. Estes tempos são:

T_d — tempo de retardo após o disparo;
 T_r — tempo de crescimento da corrente.

Os primeiros tiristores lançados na década de 60 eram capazes de chavear correntes da ordem de 100 A e suportavam tensões de aproximadamente 300 V. A tecnologia de fabricação desses dispositivos evoluiu muito rapidamente, graças a sua grande utilização nos meios industriais. Atualmente, os tiristores podem manipular tensões de kV e correntes de kA e ainda utilizar circulação de água para melhorar a troca de calor com o ambiente.

Para finalizar esta exposição sobre o componente, apresentamos uma tabela com as características dos SCRs para fins industriais. Observe os parâmetros fornecidos pelos fabricantes e conheça os limites de trabalho de um tiristor nos meios industriais.

Na próxima parte deste artigo, veremos algumas aplicações do tiristores e assim poderemos aliar os conhecimentos adquiridos a partir deste estudo inicial com a parte prática. ●

Coseldon

SISTEMAS DE SOLDAGEM E DESSOLDAGEM TÃO PERFEITOS QUANTO O NOME.



9300 - Ferro de soldar com temperatura controlada, duas versões: 370°C e 420°C. Ideal para todo tipo de soldagem de componentes eletrônicos. Leve e anatômico, elimina a fadiga em longas e contínuas jornadas de trabalho, consequentemente aumentando a produtividade.



HOT VAC 4000 - Sistema de dessoldagem com bomba interna de vácuo e controle de temperatura (250°C a 530°C). É portátil e para diversas aplicações de retrabalhos e reparos em placas de Circuitos Impressos.

Vendas:



HITECH COMERCIAL E INDUSTRIAL LTDA

Av. Eng. Luís Carlos Berrini, 801 - cj. 111/121
 Brooklin - 04571 - São Paulo - SP
 Fone: (PABX) (011) 533-9566 - Telex: (011) 53288
 FAX: (011) 61.3770

Coseldon

Um produto fabricado pela

COSELBRA

TV CONSULTORIA

Transmissão de cor no sistema SECAM

Os padrões de TV em cores existentes diferem na maneira de transmitir o sinal de croma. Veja como isso é feito no sistema SECAM

Os diferentes métodos de modulação dos sinais, que podemos chamar também de codificação, exigem naturalmente diferentes processos para se reverter a operação, isto é, retirar da portadora modulada a informação que interessa. Este é o procedimento que chamamos de *demodulação* ou *decodificação*.

Os processos de modulação mais utilizados pelo sistema de radiocomunicações domésticas são a amplitude modulada (AM) e a frequência modulada (FM). No primeiro caso, a informação a ser transportada faz variar a amplitude da portadora, enquanto que, no segundo caso, o que varia é a frequência da portadora.

Em televisão, a transmissão do sinal de vídeo é feita pelo processo de AM e a transmissão do sinal de áudio é feita em FM. Portanto, um receptor convencional em preto e branco deve utilizar dois sistemas de decodificação, sendo um para o sinal de vídeo — o decodificador AM — e outro para o sinal de áudio — o decodificador FM.

Com o advento da televisão em cores, a informação de croma foi introduzida juntamente com a de vídeo acromática (luminância). E, dadas as características desse sinal e a necessidade óbvia de não provocar interferências

drásticas no sinal de luminância já existente, a informação de croma recebe um processo de codificação próprio, que difere dos sistemas de AM e FM.

Codificação do sinal de croma — A informação que a estação de televisão deve enviar ao receptor, referente à crominância, é constituída por dois sinais distintos: o sinal diferença de cor B-Y e o sinal diferença de cor R-Y. Estes dois sinais de croma não guardam relação entre si e, portanto, não podem ser misturados. Cada qual deve ser mantido independente, para que o receptor, de posse do sinal Y (luminância), consiga reconstruir as informações puras de R, G e B (vermelho, verde e azul), proporcionando uma imagem colorida perfeita. Sob este aspecto, a transmissão da informação de croma, constituída não por um único sinal, mas sim por dois sinais independentes, exige processos diferentes daqueles utilizados para a transmissão dos sinais de luminância (modulação AM de um único sinal) e de áudio (modulação FM de um único sinal).

Somente a título de complementação, vamos abrir um parêntese aqui: o sistema de televisão brasileiro está prestes a ganhar mais um atrativo que é a "emissão estereofônica" do sinal de áudio. O processo pelo qual isto se-

rá realizado, até o presente momento, ainda não foi determinado. Entretanto, seja ele qual for, sabemos que a transmissão do sinal estéreo de áudio exige também duas informações independentes e que não podem ser misturadas entre si, exatamente como no caso do sinal de croma que estamos analisando. Esta transmissão estéreo de sinais de áudio já é realizada pelas emissoras de rádio FM e utiliza o método de adicionar uma subportadora piloto, que é modulada em AM com a segunda informação do sinal, sendo então este "pacote" adicionado à portadora principal da estação.

Voltando ao sinal de croma, uma das soluções para este caso consiste em modularmos cada um dos sinais (R-Y e B-Y) em portadoras distintas. Assim a transmissão do sinal de croma será feita por duas portadoras, seja pelo processo de AM ou FM, cada qual contendo um sinal diferença de cor, garantindo-se a independência entre eles.

Este é exatamente o método empregado pelo sistema SECAM, no qual, para permitir o uso de portadoras com frequências próximas e evitar interferências, os sinais são transmitidos um por vez a cada linha de varredura, num processo sequencial alternado. Ou seja, durante uma linha "n", é transmitida somente a portadora do sinal (R-Y)

e, durante a linha seguinte "n + 1", é transmitida apenas a portadora do sinal (B-Y). Este sistema é conhecido também por *line sequential system*. É importante ressaltar que só o método de transmissão do sinal de croma no sistema SECAM é distinto dos usados nos sistemas PAL e NTSC, sendo que, depois de recuperadas as informações R-Y e B-Y, o procedimento é idêntico nos três sistemas.

O sistema SECAM — Como dissemos, um dos métodos possíveis para transmissão dos sinais de croma sem misturá-los é enviá-los separadamente, cada qual com sua portadora própria. No sistema SECAM, são utilizadas duas portadoras (o termo correto é sub-portadora de croma) que são intercaladas ao sinal de luminância. E, no sentido de minimizar a interação entre elas (sinal de croma e luminância), as frequências das portadoras de croma são feitas múltiplas da frequência horizontal:

$$f(R-Y) = 282 \times fH = 4,40625 \text{ MHz}$$

$$f(B-Y) = 272 \times fH = 4,25000 \text{ MHz}$$

onde $fH = 15\,625 \text{ Hz}$ (padrões: B, G, H, D, K, K1 e L) e $fV = 50 \text{ Hz}$.

Os sinais diferença de cor (R-Y e B-Y) são então modulados em frequências (FM) nestas portadoras. Como é fácil perceber, a proximidade das frequências destas duas portadoras impede que elas sejam transmitidas simultaneamente, pois isto provocaria um batimento $|f(R-Y) - f(B-Y)| = 156,25 \text{ kHz}$ que seria visível na tela como 10 barras coloridas. Prevenindo este problema, no sistema SECAM os dois sinais de croma não são enviados simultaneamente, mas sim um por vez a cada linha horizontal, numa sequência alternada, como ilustra a figura 1.

Correção dos sinais antes da modulação — A modulação do sinal de croma, quer seja no sistema PAL, NTSC ou SECAM, exige que os sinais diferença de cor sejam "corrigidos" em ampli-

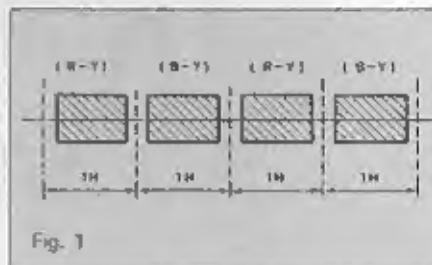


Fig. 1
Transmissão sequencial pelo sistema SECAM.

tude para melhor se adaptarem ao processo. Dessa modo, no sistema PAL o sinal R-Y sofre uma redução de amplitude de 1/2,02, dando origem ao sinal U, enquanto que o sinal B-Y sofre uma redução de amplitude de 1/1,14 originando o sinal V:

$$V = \frac{1}{1,14} (R-Y) \quad \text{Correções dos sinais diferença de cor para o sistema PAL}$$

$$U = \frac{1}{2,02} (B-Y)$$

GRAVE NA MEMÓRIA

IBRAPE

FAIRCHILD
A Schlumberger Company

TECCOR
TECCOR ELECTRONICS, INC.

EGYPTHEON

GENERAL
SEMICONDUCTOR
INDUSTRIES, INC.

SS

National

SS

ICOTRON
UMA ORGANIZAÇÃO SIEMENS

MOTOROLA

TEXAS INSTRUMENTS

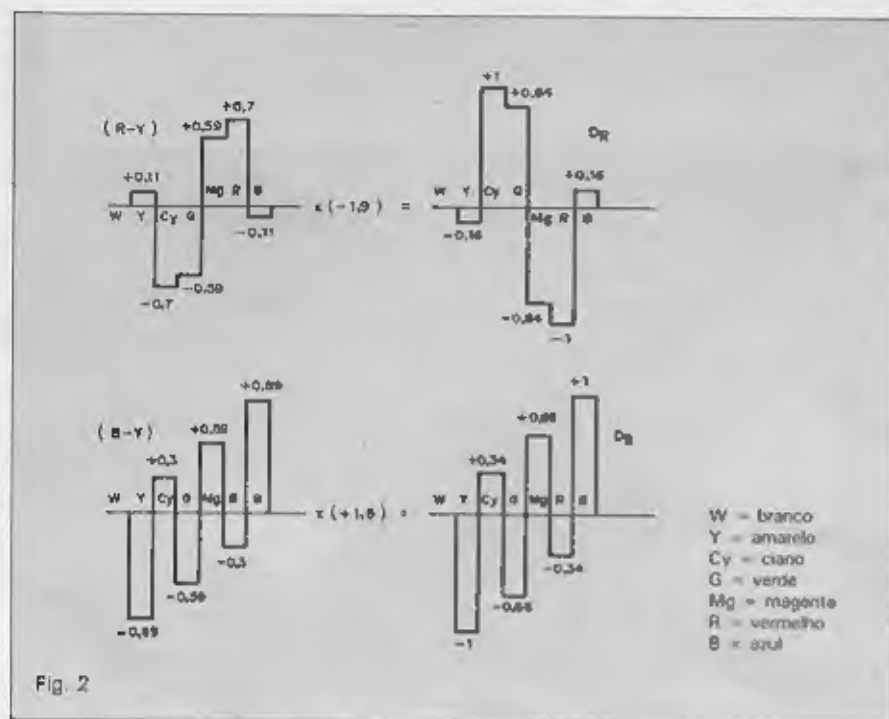
TELEDYNE
SEMICONDUCTOR

FONE - 222-2122

TLX: 011-24888

ATRAVÉS DESTES NÚMEROS SEUS DEPARTAMENTOS DE COMPRAS E ENGENHARIA PODEM
CONTACTAR A TELEIMPORT, O DISTRIBUIDOR QUE HÁ MAIS DE 15 ANOS OFERECE
PRODUTOS DE PRIMEIRA LINHA E UM ÓTIMO ATENDIMENTO ÀS INDÚSTRIAS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA
DIODOS · TRANSISTORES · TIRISTORES · CIRCUITOS INTEGRADOS

Teleimport
Eletrônica Ltda.
Rua Sta. Ifigênia, 402 - 8.º ao 10.º and. 01207 São Paulo - SP - Brasil



Fatores de correção aplicados aos sinais diferença de cor.

No sistema NTSC, a correção dos sinais diferença de cor é realizada por uma interação entre as duas componentes, resultando em dois novos sinais corrigidos:

$$I = -0,27 (B-Y) + 0,74 (R-Y)$$

$$Q = 0,41 (B-Y) + 0,48 (R-Y)$$

Para o sistema SECAM, o sinal R-Y é multiplicado pelo fator de correção - 1,9. Neste, o sinal negativo indica que a fase será invertida, dando origem ao sinal DR. O sinal B-Y é multiplicado pelo fator de correção + 1,5. O sinal positivo indica que a sua fase será conservada, produzindo o sinal DB. Os sinais DR e DB apresentam, então, a mesma amplitude máxima igual à unidade, garantindo-se um mesmo desvio máximo de frequências para as duas portadoras (fig. 2).

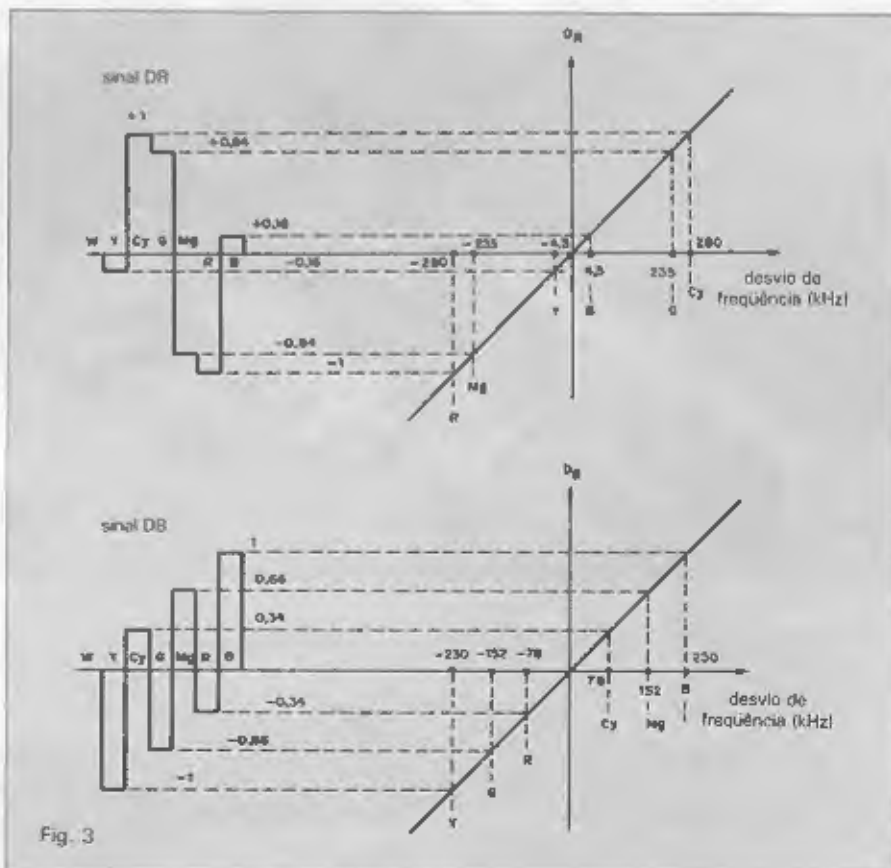
Além dessa correção de amplitude, os sinais DR e DB sofrem uma pré-ênfase, no sentido de assegurar uma relação sinal/ruído melhor devido ao processo de modulação em frequência.

Os novos sinais assim obtidos são designados por DR' e DB'. Estes sinais atravessam, a seguir, uma chave eletrônica, que é comandada por um flip-flop ativado pela frequência horizontal, dando passagem somente a um deles por vez, a cada linha horizontal. Na saída dessa chave eletrônica, os sinais

DR' e DB' já se encontram alternadamente dispostos, indo então alimentar o modulador de FM. A figura 3 demonstra, através dos gráficos, o processo de modulação dos sinais DR e DB, propositalmente mostrados antes da pré-ênfase, para facilitar a compreensão. Para a portadora do sinal R-Y, a modulação resulta num desvio de frequência máximo de ± 280 kHz (75% de modulação) e, para a portadora do sinal B-Y, a modulação resulta num desvio de frequência máximo de ± 230 kHz.

Sinal de Identificação — Nos sistemas PAL e NTSC, sabemos que a transmissão da crominância é acompanhada pelo sinal de *burst*, que tem a finalidade de sincronizar o oscilador local do receptor para reconstruir a subportadora de croma indispensável para a decodificação desse sinal.

No sistema SECAM também se faz necessário o envio de um sinal piloto de identificação (ID), cujo objetivo é indicar ao receptor qual dos dois sinais diferença de cor está sendo transmitido em determinada linha.



Modulação em frequência dos sinais DR e DB.

Conclusão — Analisamos, neste artigo, os pontos principais do processo de codificação de cor para o sistema SECAM. Os leitores puderam notar que ele difere substancialmente dos sistemas PAL e NTSC, não só no que diz respeito às frequências envolvidas como também no processo utilizado.

Um fato que merece destaque no sistema de modulação desse sinal é que, apesar de utilizar frequências portadoras distintas para cada sinal, este processo pode ser feito por um único modulador de frequência. Basta, para isso, que seja adicionada aos sinais uma componente contínua apropriada para deslocar a frequência central do modulador, em concordância com o sinal que será transmitido.

Resumidamente, podemos trisar as seguintes características como principais do sistema de transmissão de cor SECAM:

1) Fator de correção para os sinais diferença de cor:

$$DR = (-1,9) \times (R-Y)$$

$$DB = (+1,5) \times (B-Y)$$

2) Pré-ênfase aos sinais DR e DB para melhorar a relação sinal/ruído na transmissão.

3) Modulação em frequência:

$$f_{or} = 4,40625 \text{ MHz } (\pm 230 \text{ kHz})$$

$$f_{ob} = 4,25000 \text{ MHz } (\pm 280 \text{ kHz})$$

4) Transmissão sequencial linha a linha.

O processo de decodificação desse sinal, a ser realizado pelo receptor, deve reconstituir as informações originais dos sinais diferença de cor através dos seguintes passos:

1) Reconstituição dos sinais DR e DB utilizando uma linha de retardo de 1H, semelhante ao sistema PAL.

2) Detector de FM e circuito de de-ênfase.

3) Obtenção dos sinais R-Y e B-Y a partir dos sinais DR e DB, processo inverso ao fator de correção que foi aplicado na transmissão.

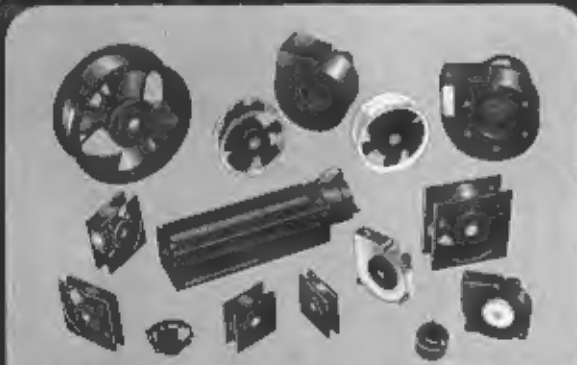
4) Matrizagem dos sinais R-Y, B-Y e Y para recuperar os sinais puros de R, G e B.

SEM PRECONCEITOS!

Todos recebem as informações de *Nova Eletrônica*. Os estudantes, através de cursos e artigos básicos. Os técnicos, através de seções de bancada e consultoria. Os engenheiros, com artigos de alto nível, sempre em dia com os avanços da tecnologia. Todo mundo, através de montagens exclusivas, notícias e reportagens. Ler *Nova Eletrônica* é uma necessidade para quem estuda, trabalha ou vive eletrônica.

NOVA ELETRÔNICA
INDISPENSÁVEL PARA
AMADORES E
PROFISSIONAIS

MICRO-VENTILADORA VENTISILVA Tecnologia nacional



500.000 unidades colocadas no mercado

• Principais clientes: IBM, XEROX, SUD, DISMAC, ITAUTEC, PROLOGICA, NASHUA, E.E., PRÓLOGO, THERMA, SISTEMA, BSAB, TECNASA, CONPART, BRADESCO, RELIANCE, SCOPUS, BURROUGHS, OLIVETTI, EMBRATEL, HIPLEX, MANGELS, NIFE, BOSCH, GLOBUS, FURNAS, DIGIRREDE, ETC.

• É preciso dizer mais alguma coisa? Peça amostra.



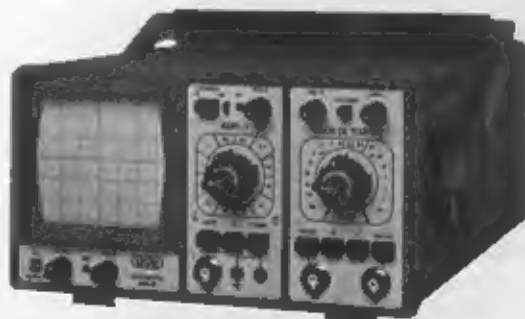
METALURGICA VENTISILVA LTDA.

FÁBRICA E LOJA:

Rua Tobias Barreto, 615 - Mooca - CEP: 03176- Cx. Postal: 13251
São Paulo - SP - Tels.: 292-3943 • 292-8237 • 292-2221 • 294-8760
• 93-5916 • 92-7972 e 92-7057

OS-10

Osciloscópio para faixa
de frequências de C.C. a 10MHz



O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 8 x 7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua frequência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com graticulado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.



ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.

Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

Mais uma técnica para o ajuste do fator de ganho

Ela se baseia na separação dos elementos no circuito passivo, envolvendo o isolamento de uma impedância, que é substituída por um divisor de tensão

A técnica de ajuste do fator de ganho descrita em nosso artigo anterior corresponde a um processo aproximado, devido principalmente à introdução de uma impedância resistiva em série com a rede RC, de acordo com a análise efetuada na oportunidade. Estudaremos, agora, uma alternativa mais precisa para a implementação do fator multiplicativo ($K > 1$): o método da separação de elementos no circuito passivo, baseado no isolamento de uma impedância convenientemente posicionada, segundo a substituição desta por um par de elementos configurados sob a forma de um divisor de tensão.

Uma vez definida a função de transferência desejada, a próxima etapa consiste em determinar o circuito prático executor da mesma. Até o presente momento, consideramos, quando da elaboração dos circuitos, a disponibilidade de componentes *ideais*, desprezando as irregularidades (tolerâncias) de fabricação, características devidas ao envelhecimento, variações com a temperatura etc. — fatores estes que contríbuiam para o desvio do comportamento da rede ativa prática em relação aos parâmetros teóricos.

A este matéria do quanto o desempenho do circuito projetado varia em fun-

ção de tais alterações é obtida pelo cálculo da sensibilidade da rede junto aos componentes que a constituem; tal conceito será introduzido ao final desta matéria e explorado mais detalhadamente no próximo mês.

Ajuste do fator de ganho pela separação de elementos — Observemos a figura 1a, onde apresentamos uma topologia ativa genérica, representada pelo circuito passivo RC adequadamente interligado a um amplificador operacional. Ao isolarmos uma impedância Z desta rede RC (fig. 1b), pode-se demonstrar que quando a mesma é decomposta em duas componentes (KZ e $[K/(K-1)]Z$, conforme sugerido em 1c), a função de transferência correspondente à configuração inicial será multiplicada pela constante K (fator supostamente positivo e superior à unidade).

Tendo isto em conta, tomemos como referência para nossas análises a figura 2, na qual reproduzimos a configuração em estudo, porém com o cuidado de efetivar a evidência da impedância Z . Os pontos de interesse para a determinação da nova função de transferência (equivalente à função original multiplicada pelo fator K) estão demarcados pelas letras A, B, C e D, sendo que em 2a reconhecemos a

topologia primária e em 2b sua derivação, com o acréscimo do divisor de tensão.

Um exemplo prático — Como de costume, nada me hor que um exemplo real para perfeita compreensão dos conceitos introduzidos. Para tanto, vamos examinar o circuito da figura 3, executor da seguinte função de transferência:

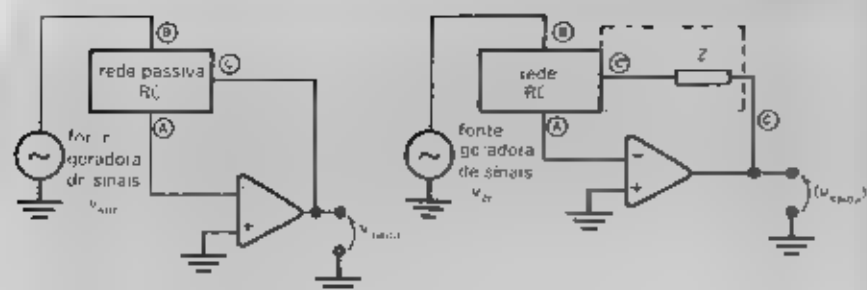
$$\frac{V_{saída}}{V_{ent}} = \frac{0,25}{s^2 + 2s + 0,5}$$

Partindo da configuração proposta, desejamos obter um circuito ta que corresponda à função anterior multiplicada pelo fator 5, ou seja

$$\frac{V_{saída}}{V_{ent}} = \frac{1,25}{s^2 + 2s + 0,5}$$

Inicialmente, nosso objetivo é identificar os pontos A, B, C e D, relacionando-os com a apresentação genérica indicada na figura 2a; de imediato constatamos a ausência de C, o que dificulta o isolamento da impedância Z , absolutamente necessária para o prosseguimento de nosso exemplo.

Um exame mais cuidadoso da rede passiva RC (representada pelas línhas



a)

b)

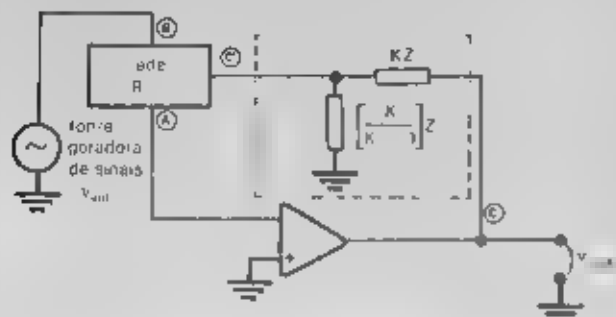
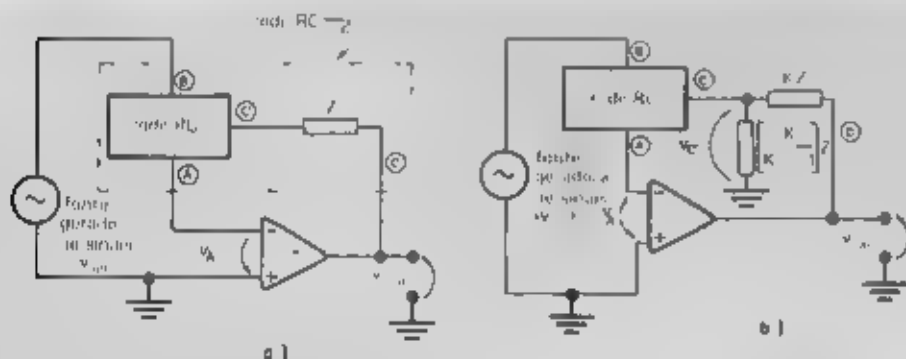


Fig. 1

c)

O circuito passivo genérico e a impedância Z substituída pelo divisor de tensão



a)

b)

Segundo a topologia básica sabemos que $v_{saida} = A \cdot v_A$ onde A corresponde ao ganho do amplificador operacional. Segue-se, portanto, a expressão de

$$v_A = F_{PROAL} v_{sinal} + F_{REAL} v_{saida}$$

$$B A \rightarrow \infty$$

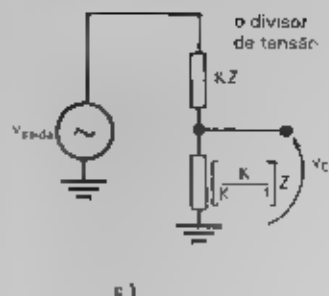
a tradicional função de transferência

$$\frac{v_{saida}}{v_{sinal}} = \frac{F_{PROAL}}{F_{REAL}}$$

Obs. F_{PROAL} , F_{REAL} consistem respectivamente, nas funções de alimentação e realimentação da rede RC

Fig. 2

Pontos para a determinação da nova função de transferência.



c)

decorrendo em consequência as seguintes relações

$$v_{saida} = A \cdot v_A$$

$$v_A = F_{PROAL} v_{sinal} + F_{REAL} \left[\frac{v_{saida}}{K} \right]$$

(considerando-se que a tensão v_{saida} não se encontra aplicada diretamente à rede RC, mas sim v_{saida}/K através do circuito equivalente representado em 2d)

sendo-se portanto

$$v_{saida} = A \left\{ F_{PROAL} v_{sinal} + F_{REAL} \frac{v_{saida}}{K} \right\}$$

$$\left[\frac{A}{K} - F_{REAL} \right] v_{saida} = A F_{PROAL} v_{sinal}$$

$$\left[K - A \right] v_{saida} = A K F_{PROAL} v_{sinal}$$

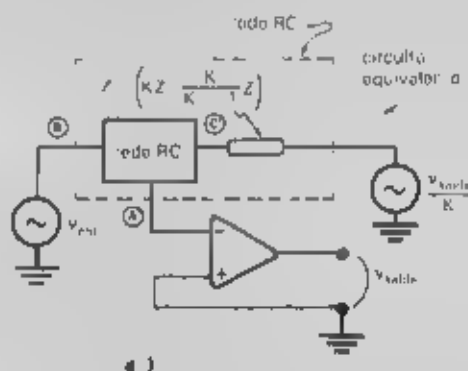
segunda-se então

$$\left[\frac{K}{A} - F_{REAL} \right] v_{saida} = K F_{PROAL} v_{sinal}$$

$$\frac{v_{saida}}{v_{sinal}} = \frac{K F_{PROAL}}{\frac{K}{A} - F_{REAL}}$$

mas como

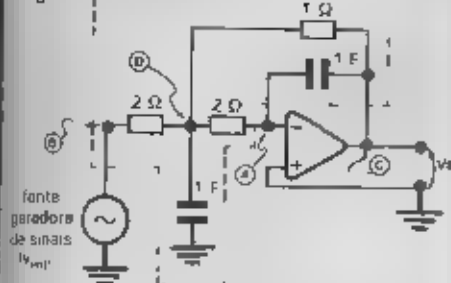
$$\frac{v_{saida}}{v} = K \frac{F_{PROAL}}{F_{REAL}}$$



d)

estando comprovado portanto o efeito multiplicativo de eliminado pelo divisor de tensão considerado. Atenta para o fato de que a impedância paralela imposta pelos valores KZ e $(K/(K-1))Z$ resulta na própria componente Z inicial, não afetando assim as características de comportamento da rede RC (isto que tem às funções de alimentação e realimentação)

Fig 3



circuito realizador da função de transferência

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{0,25}{s + 2s + 0,5}$$

Note a inexistência do ponto (C) o qual, juntamente com (C), delimita a impedância Z

Circuito realizador da função de transferência $V_{\text{saída}}/V_{\text{entrada}} = -0,25/(s^2 + 2s + 0,5)$

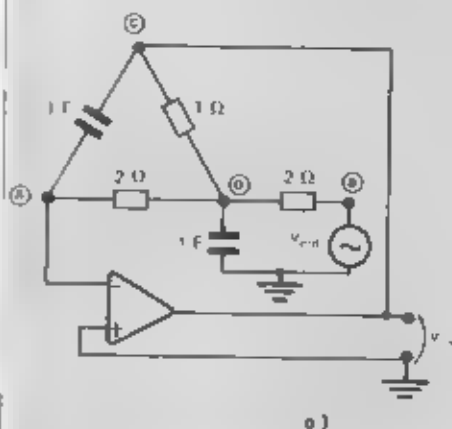
traçadas no esquema considerado) nos leva à conclusão de que parte da mesma é portadora de uma disposição semelhante à de uma topologia em forma de triângulo (veja pontos (A), (C) e (D)), como sugere a figura 4a. Ora, sabendo-se que tal montagem, através de adequadas manipulações, poderia ser convertida para uma apresentação em estrela (a qual, como sabemos, contém um nó adicional), cria-se em consequência o ponto (C) procurado, estando então definida a impedância Z. Nesta mesma ilustração (4c, 4d) encontram-se incluídas as regras de conversão da topologia triangular para estrela (3 ramos) e estrela (4 ramos) para polígono, que serão de grande utilidade para os cálculos que se seguirão.

Vamos calcular inicialmente os valores associados às impedâncias Z_{AC} , Z_{CC} e Z_{DC} (relativos à figura 4b). Através da aplicação das respectivas relações e das transformadas de Laplace, obtemos

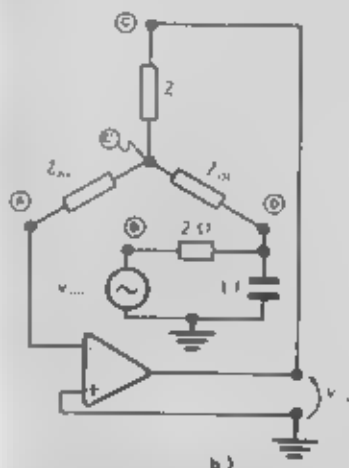
$$Z_{AC} = \frac{\frac{1}{s} \cdot 2}{\frac{1}{s} + 1 + 2} = \frac{\frac{2}{s}}{3 + \frac{1}{s}} = \frac{2}{3s + 1}$$

$$Z_{CC} = \frac{\frac{1}{s} \cdot 1}{\frac{1}{s} + 1 + 2} = \frac{\frac{1}{s}}{3 + \frac{1}{s}} = \frac{1}{3s + 1}$$

$$Z_{DC} = \frac{\frac{1}{s} \cdot 2}{\frac{1}{s} + 1 + 2} = \frac{2}{3 + \frac{1}{s}} = \frac{2s}{3s + 1}$$



A configuração inicialmente proposta inclui os componentes dispostos segundo a forma triangular, como definem os pontos (A), (C) e (D).

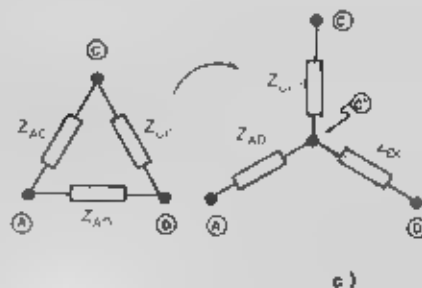


é a topologia equivalente, onde a rede triangular encontra-se substituída pela representação em estrela com o consequente surgimento do nó (C).

Fig 4

Topologia em forma de triângulo.

A convenção triângulo-estrela (3 ramos) e o relacionamento entre os respectivos componentes

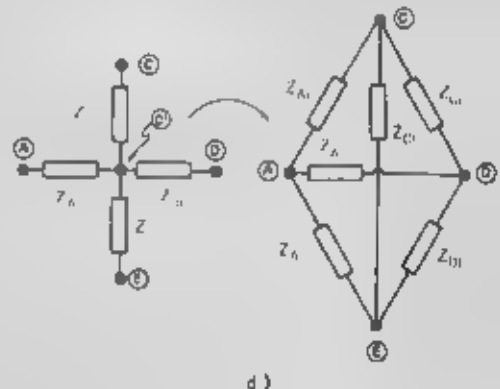


$$Z_{LL} = \frac{Z_{AL} \cdot Z_{CL}}{Z_{AL} + Z_{CL} + Z_{AD}}$$

$$Z_{LL} = \frac{Z_{CL} \cdot Z_{AD}}{Z_{AL} + Z_{CL} + Z_{AD}}$$

$$Z_{AL} = \frac{Z_{AL} \cdot Z_{AD}}{Z_{AL} + Z_{CL} + Z_{AD}}$$

respondendo, portanto, a topologia estrela (4 ramos) a esta configuração em forma poligonal, com as respectivas fórmulas de adequação



$$G = \left[Z_{AL} \quad \frac{1}{Z} + \frac{1}{Z_{CL}} \quad \frac{1}{Z_{DL}} \right]$$

$$Z_{AL} = G \cdot Z_{AL} \cdot Z_{CL}$$

$$Z_{CL} = G \cdot Z_{CL} \cdot Z_{DL}$$

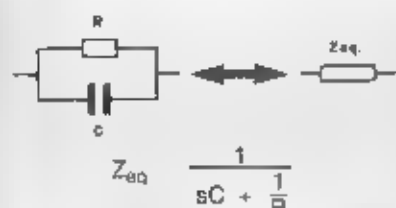
$$Z_{DL} = G \cdot Z_{DL} \cdot Z_{AL}$$

$$Z_{AL} = G \cdot Z_{AL} \cdot Z_{CL}$$

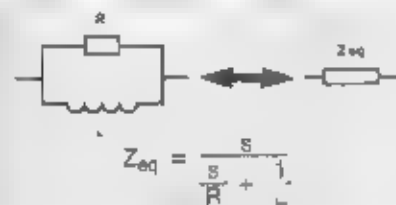
$$Z_{CL} = G \cdot Z_{CL} \cdot Z_{DL}$$

$$Z_{DL} = G \cdot Z_{DL} \cdot Z_{AL}$$

Recordemos neste momento que a impedância equivalente que resulta do paralelo entre um capacitor (C) e um resistor (R), no âmbito do domínio aplaciano, é dada pela seguinte expressão:



Da mesma maneira, um indutor (L) posicionado para representar a um resistor corresponde a:



Concluímos de imediato que a impedância Z_{AC} consistiria em um capacitor de valor 1,5 F acoplado a um resistor de magnitude 2Ω; a Z_{CC} , em um capacitor $C = 3$ F junto a um resistor $R = 1\Omega$, e, finalmente, no que tange a Z_{DC} , teríamos um indutor e um resistor de valores $L = 2$ H e $R = 0,67\Omega$, respectivamente, como indica a figura 5.

O circuito executor da função de transferência:

$$\frac{V_{saída}}{V_{ent}} = - \frac{0,25}{s^2 + 2s + 0,5}$$

pode, portanto, apresentar-se alternativamente segundo o esquema contido na figura 6, com a vantagem da fácil identificação do ponto (C) e da impedância Z corretamente isolada. Consequentemente, podemos nos dirigir à etapa posterior na qual substituiremos Z pelo divisor de tensão.

Considerando que o fator multiplicativo é conhecido ($K = 5$) e dispondo da impedância Z, podemos então obter os componentes dela derivados.

$$K \cdot Z = 5 \times \frac{1}{3s + 1}$$

$$= \frac{1}{0,6s + \frac{1}{5}} = Z_{CC} \text{ (modificada)}$$

$$\left[\frac{K}{K-1} \right] Z = 1,25 \times \frac{1}{3s + 1} =$$

$$= \frac{1}{2,4s + \frac{1}{1,25}} = Z_{EC} \text{ (incluída)}$$

Isso nos leva à configuração representada na figura 7. Perceba que tal circuito, ainda portador de uma disposição em estrela (desta feita contendo 4 ramos), deverá ser reconvertido para a forma poligonal, tendo-se em conta principalmente a existência de um elemento indutivo ($L = 2$ H) na rede ativa.

Com o auxílio das relações de con-

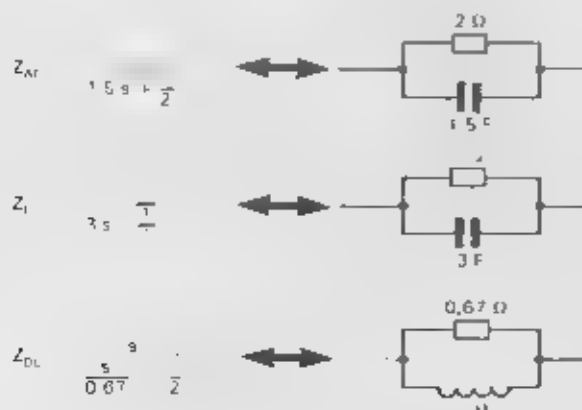


Fig. 5

Correspondência entre Z_{AC} , Z_{CC} e Z_{DC} no domínio aplaciano em relação aos componentes reais

MANEJO

USANDO O ASSEMBLER 6502

por Carlos Alberto C. Abreu

Este mês tem como objetivo utilizar os recursos do microprocessado 6502.

Tá pode ser usado por uma pessoa que nunca programou antes no assembly, ou abordagem é a mais simples possível. Possíveis exemplos de programação são a descrição das instruções do 6502.

As instruções do microprocessado 6502 aqui descreverão aplicadas a qualquer computador que tenha este microprocessado no seu hardware.

Cr\$ 62,000

* APPLE *

WHAT'S WHERE IN THE APPLE - A C om-
pense Guide to the Apple Computer -
Lusbert Cr\$ 269,350

BENEATH THE APPLE PRODUCTS for users of
Apple II Plus Apple IIe and Apple
IIc - Vici Cr\$ 258,350

INVERSE & F CONVERSION - A
Program to Convert Files from one
Operating System to another for the
Family of Apple II Computers - Disk
cluded - Chapman Cr\$ 454,350

BENEFIT APPLE PLUS for users of Apple
Apple IIe and Apple IIc Computers
Worth Cr\$ 258,350

BAG OF TRICKS - Disk included - Worth
Lusbert Cr\$ 513,350

UNDERSTANDING THE APPLE IIe Sa-
lter Cr\$ 324,350

6502 ASSEMBLY LANGUAGE
TUTOR - Disk included - Maxwell Cr\$ 454,350

INTRODUCING PRODOS - Manna Cr\$ 220,350

THE APPLE IIe CREATING GOLDEN
EAGLE GAMERS OR THE APPLE
IIe CREATING GOLDEN Cr\$ 108,350

APPLE IIe PROGRAMMER'S REFERENCE
GUIDE - Maherman Cr\$ 258,350

* IBM *

INSIDE THE IBM PC - Access to Advanced
Features and Programming - Nelson Cr\$ 285,350

PC DOS AND MS DOS - A Guide for be-
ginning and Advanced Users - Sheldon Cr\$ 246,350

PROGRAMMING THE IBM PC & XT -
A Guide to Languages - Gorman Cr\$ 258,350

ASSEMBLY LANGUAGE FOR IBM PERSONAL COMPU-
TER Cr\$ 285,350

IBM PERSONAL ASSEMBLY AND ANGLE
PROGRAMMING - Singletrial Cr\$ 104,350

IBM APPLICATIONS AND PROGRAM-
MING FOR THE IBM PC AND XT Cr\$ 324,350

IBM PC WITH STYLE FOR THE IBM
PC Cr\$ 207,350

IBM PC WITH STYLE FOR THE IBM
PERSONAL COMPUTER Cr\$ 188,350

PC DOS SINGLE - IBM PC OPERATING
SYSTEM - Ashby/Fernandez Cr\$ 104,350

IBM PC/MK/MK/MK/MK RIGHT
CONNECTIONS SYM Cr\$ 220,350

* NOVIDADES *

THE MSX BOOK - Holm Cr\$ 257,350

INTRODUCTION TO INTEL IAPX 432
ARCHITECTURE - Hunter Cr\$ 324,350

AS-200 MAIL TASK - Connecting Compu-
ter - Hunter Cr\$ 285,350

MAIL TASK - Connecting Compu-
ter - Hunter Cr\$ 285,350

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 612,000

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 248,350

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 612,000

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 248,350

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 612,000

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 248,350

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 612,000

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 248,350

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 612,000

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 248,350

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 612,000

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 248,350

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 612,000

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 248,350

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 612,000

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 248,350

THE SYMPHONY BOOK - Baras Cr\$ 612,000

SOLICITE
CATÁLOGO

LITEC
LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA
Rua dos Timbales, 257 - 01208 São Paulo - SP
Telefone: (011) 222-0477 Caixa Postal 30.969

versão já citadas (veja fig. 4) recalculamos a malha RC e imitando deste modo a inconveniência tratada anteriormente (Quadro 1). Dispondo dos dados coletados, vamos determinar uma solução (fundamentada tão-somente

em componentes resistivos e capacitivos na malha passiva) equivalente ao circuito estabelecido na figura 7. Além de uma adequação quanto ao escalonamento de impedâncias, a figura 8 registra a rede final completamente mencionada para o atendimento da função em estudo.

Novo cálculo da malha RC

Quadro 1

$$G_r = \left[\frac{1}{Z_{AC}} + \frac{1}{Z_{CC}} + \frac{1}{Z_{DC}} + \frac{1}{Z_{EC}} \right]$$

$$= \left[\frac{3s+1}{2} + \frac{3s+1}{5} + \frac{3s+1}{25} + \frac{3s+1}{125} \right]$$

$$= \frac{(3s+1)^2}{2s}$$

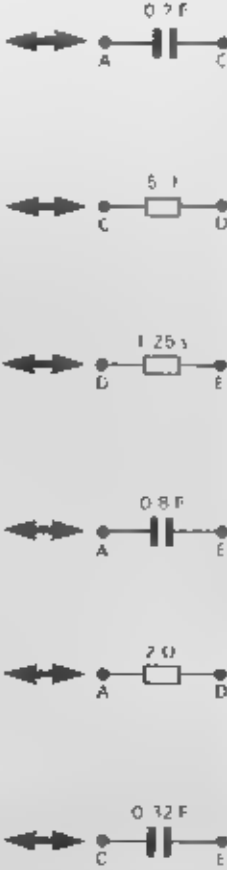
$$Z_{AC} = \frac{(3s+1)^2}{2s} \cdot \frac{2}{3s+1} = \frac{5}{3s+1} = \frac{1}{0,2s}$$

$$Z_{CD} = \frac{(3s+1)^2}{2s} \cdot \frac{5}{3s+1} = \frac{2s}{5} = 0,2s$$

$$Z_{DE} = \frac{(3s+1)^2}{2s} \cdot \frac{2s}{3s+1} = \frac{25}{3s+1} = 1,25s$$

$$Z_{AE} = \frac{(3s+1)^2}{2s} \cdot \frac{2}{3s+1} = \frac{1,25}{3s+1} = \frac{1}{0,8s}$$

$$Z_{AD} = \frac{(3s+1)^2}{2s} \cdot \frac{2}{3s+1} = \frac{2s}{3s+1} = 2$$

$$Z_{CE} = \frac{(3s+1)^2}{2s} \cdot \frac{5}{3s+1} = \frac{1,25}{3s+1} = \frac{1}{0,32s}$$


em componentes resistivos e capacitivos na malha passiva) equivalente ao circuito estabelecido na figura 7. Além de uma adequação quanto ao escalonamento de impedâncias, a figura 8 registra a rede final completamente mencionada para o atendimento da função em estudo.

Redes ativas e a questão da sensibilidade Quando de seu desenvolvimento, uma rede ativa necessita além de atender uma dada função de transferência, que seja levada em conta a variação dos parâmetros constituintes da relação biquadrática representada, a por V_{sada}/V_{ent} . Isto, em virtude de altera-

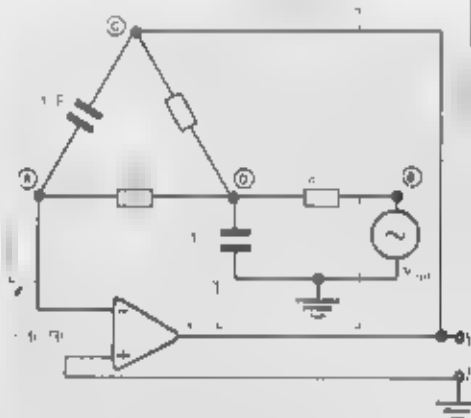


Fig. 6

Circuito RC contendo a disposição triangular (A, C, D), e a configuração a ele correspondente em forma de estrela.

ções das mais diversas origens registradas nos componentes práticos.

Diante dos fatos apresentados, estudaremos diferentes categorias de sensibilidades, evitando porém a introdução de definições matemáticas rigorosas (mais voltadas para o enfoque acadêmico) e direcionando o leitor à compreensão dos conceitos associados à análise da sensibilidade através de exemplos ilustrativos. Sabemos que uma função biquadrática, entre outras formas equivalentes, pode ser descrita por meio da seguinte relação:

$$F(s) = \frac{v_{\text{saída}}}{v_{\text{ent}}} = K \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z} s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}$$

na qual, ω_p corresponde à frequência do pólo, Q_p ao pólo, ω_z à frequência do zero e Q_z ao zero. O objetivo primeiro, no que se refere à sensibilidade, consistirá na determinação da taxa de variação destes parâmetros em relação aos componentes passivos contidos em um circuito vinculado a esta função. Assim, a sensibilidade do pólo, associada a mudanças nas características de um capacitor, é representável através da seguinte notação:

$$Q_p = \frac{\left[\frac{\partial Q_p}{\partial C} \right]}{\left[\frac{\partial C}{C} \right]}$$

ou seja, é definida por meio da variação unitária do pólo dividida pelo desvio unitário do componente tomado como referência. À semelhança da relação acima, podemos introduzir as sensibilidades de outros parâmetros tais como

$$\omega_z, S_{R_1}, \omega_z, S_{C_2}, \omega_p, S_{R_1}, Q_p, S_{C_1}$$

tendo-se por base qualquer componente que pertença ao circuito.

No próximo mês encerraremos esta série de artigos dedicados ao projeto de filtros passivos e ativos, descrevendo com mais detalhes outros aspectos intrínsecos à sensibilidade utilizando para isso a síntese do seguinte filtro

$$\frac{v_{\text{saída}}}{v_{\text{ent}}} = \frac{s^2 + 225}{s^2 + 0,6s + 25}$$

que será supostamente realizável com a adoção de um circuito ativo caracterizado pela função de transferência abaixo

$$\frac{v_{\text{saída}}}{v_{\text{ent}}} = \frac{s^2 + \left[\frac{1}{R_1 R_2 C_2} \right]}{s^2 + \left[\frac{1}{R_1 C_3} \right] s + \left[\frac{1}{R_4 R_1 C_1 C_4} \right]}$$

Bibliografia

Principles of Active Network Synthesis and Design Daryani — Ed J Wiley & Sons ELA

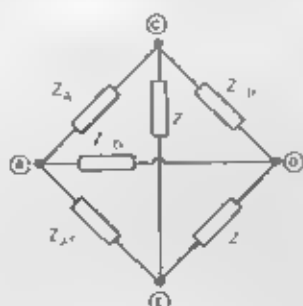


Fig. 8

Circuito realizador da função de transferência mencionada, reconfigurado segundo a topologia poligonal. Observe a correspondência das impedâncias junto à representação genérica indicada na figura.

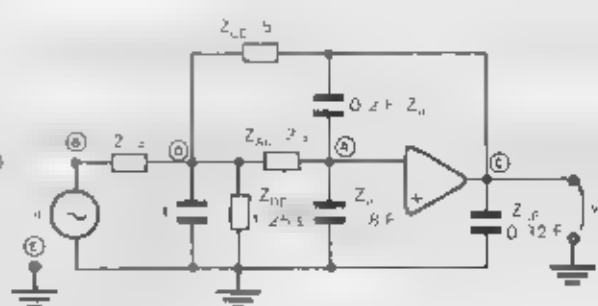


Fig. 7

Configuração executora da função de transferência. Os componentes indicados pelo pontilhado ressaltam a disposição em estrela, que será rearranjada para a forma poligonal.

Gravador cassete registra conversações telefônicas

A propósito da secretaria eletrônica publicada no nº 47 de janeiro de 1981 estou enviando um circuito a terado, que proporciona as seguintes vantagens:

— economia de um relé reed (substituído por um transistor);

— a fonte é o próprio gravador via remoto do microfone;

— se a ligação ao remoto for invertida, a secretaria simplesmente não funciona, sem danificar nada;

— alta confiabilidade, pois não há peças móveis;

— tamanho reduzido que permite inserir o circuito no próprio gravador;

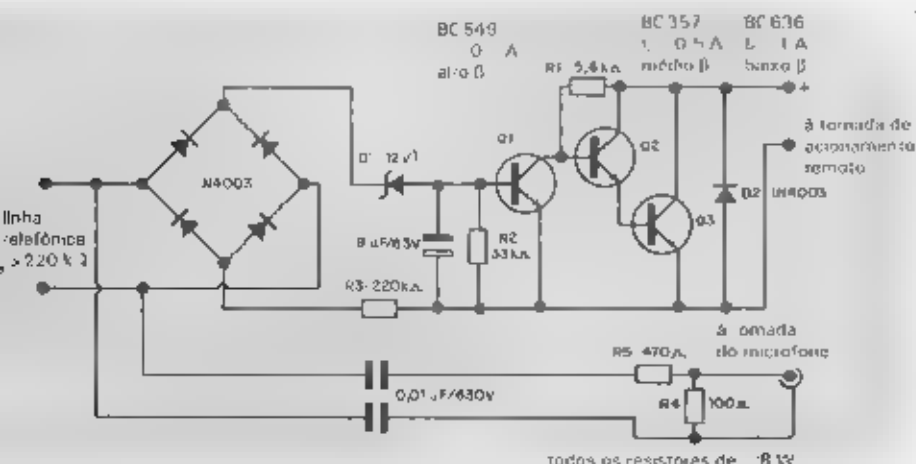
— como o original, registra tudo, sejam chamadas feitas ou recebidas (com os tons de discagem);

— baixo custo.

Nota da redação: O circuito original foi publicado na seção Prancheta do Projetista — série internacional e não é propriamente uma secretaria eletrônica (pois não permite gravação de mensagens, mas um registrador de chama-

das telefônicas. A ponte de diodos, nas duas versões, permite que o circuito seja ligado à linha telefônica sem problemas de polaridade. Os dois capacitores de 0,01 μ F fazem o acoplamento de áudio, ao mesmo tempo em que isolam o gravador da linha telefônica. Aproveitamos para renovar, aqui, o mesmo conselho dado na primeira vez: para utilizar o circuito é recomendável obter a aprovação da companhia telefônica de sua região.

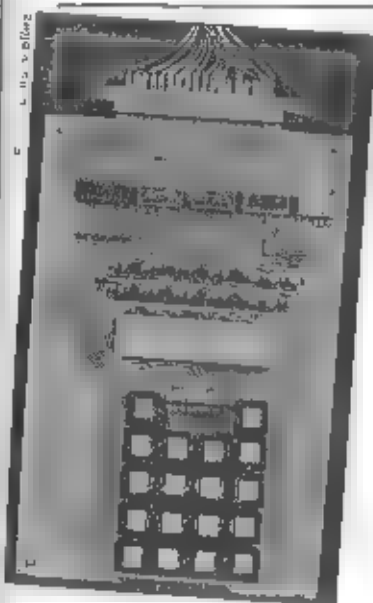
Atenção. Toda ideia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da revista Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de duas páginas, no máximo. Em cada edição divulgaremos uma entre as várias ideias que recebermos.



É o que você encontra todo mês em **Nova Eletrônica**. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

NOVA ELETRÔNICA

TRADIÇÃO DE EXPERIÊNCIA
E CONSTANTE ATUALIZAÇÃO



Programa monitor e manipulação

O controlador agora está completo. De quebra, um exemplo de operação com um painel mímico e as instruções de manuseio do teclado



Neste quarto e último artigo sobre o controlador industrial programável, vamos apresentar a "alma" do sistema — isto é, o programa monitor que supervisiona seu funcionamento e suas programações. Mostraremos também o painel mímico que serviu para demonstrar a operação do CICLOP durante a 12ª Feira da Eletro-Eletrônica, aproveitando-o para exemplificar a utilização do controlador na indústria. Por fim, vamos sugerir um circuito capaz de substituir a placa terminal no caso de programações fixas e fornecer dados detalhados sobre a manipulação do teclado.

Monitor — A listagem do conteúdo da EPROM 2732 (C13, na pág. 40 da NE nº 101), que você pode ver em anexo, foi obtida através de um computador Apple, onde o programa foi armazenado temporariamente (para a impressão dessa listagem), a partir do endereço de memória 7000H. Assim, pode-se observar que a listagem vai de 7000H a 7FFF, totalizando 4 kbytes de extensão. É claro que devem ser considerados apenas os 3 últimos dígitos de cada endereço, na hora de programar a EPROM para o CICLOP. Em nosso protótipo, não foi feita a reocação dos

endereços para a área compreendida entre 0000H e 0FFFH a fim de não introduzir erros no programa — que foi obtido diretamente da EPROM original de nosso sistema.

Como informação adicional sobre o sistema, resolvemos ressaltar as funções do bit de autopartida e do bit de partida da contagem (ilustrados no artigo do nº 102). O bit de autopartida, ao se ligar ou provocar *reset* no CICLOP, é obtido pelo próprio programa monitor do micro e, se estiver em "1", o sistema irá para o modo de programação e esperar que um programa qualquer seja inserido pelo usuário por meio do teclado. Por outro lado, se esse bit estiver em "0", ao se ligar o controlador, o programa monitor irá transferir automaticamente a área de memória contida entre 2000H e 27FFH para a outra, situada entre 1000H e 17FFH — ou seja, vai executar a função de autoprogramação.

Conclui-se, assim, que o sistema CICLOP não depende da placa terminal para sua operação, podendo trabalhar exclusivamente com programas operacionais gravados em memórias tipo 2716. Desse modo, ao ser executada a transferência, através do bit de autopartida, o monitor irá esperar o sinal de início para inicializar a operação.

Será necessário, porém, a utilização de um *buffer*, para que o monitor possa ter acesso a esses bits. O circuito que realiza essa função pode ser visto na figura 1. Todas as interações necessárias com o sistema estão incluídas no próprio desenho, tornando-o auto-explicativo.

A atuação do bit de início de operação ou *start* depende sempre da condição em curso do monitor. Ao entrar no modo de execução, o programa executa um laço, verificando o estado desse bit, que normalmente está em "1". Na primeira transição do mesmo para "0", o CICLOP passa para a fase de execução — quando então esse bit deve retornar ao nível alto (o monitor dá um tempo de aproximadamente 1,5 s para esse retorno). Na segunda transição desse bit para "0" durante a execução de um programa, o controlador interrompe a contagem e mostra no *display* instantâneo da interrupção, para então tornar a verificar a condição do bit de início assim que houver mais uma transição nesse bit, ele retoma a contagem normalmente. Assim, a qualquer instante podemos efetuar uma parada no sistema.

O painel mímico — O sistema que vamos descrever foi projetado especialmente, como já dissemos, para demonstrar o CICLOP durante a Feira da Eletro-Eletrônica. Trata-se de um painel mímico, ou seja, uma esquizematização simplificada de várias operações de produção. Nosso painel, que mede 40 x 30 cm, apresentava um processo industrial fictício onde as operações eram representadas por 8 LEDs, ele foi reproduzido na figura 2, em tamanho reduzido.

Em linhas gerais, o processo consiste em um carrinho aéreo sustentado por trilhos e dotado de um eletroímã que transporta uma por uma, três peças metálicas ao longo de várias fases de produção. A primeira pode ser considerada como uma usinagem, por exemplo, enquanto a segunda é composta por um banho eletrolítico. Após o banho, cada peça deve passar por uma secagem e, em seguida, ser colocada em um ponto predeterminado, considerado como final de produção. Tudo se desenvolve ao redor do carrinho sobre trilhos e de duas esteiras rolantes.

Explicando mais detalhadamente, temos:

Um carro deslizando-se em dois

sentidos representados pelos LEDs (+) e (-), com o carro em repouso, os dois permanecem apagados.

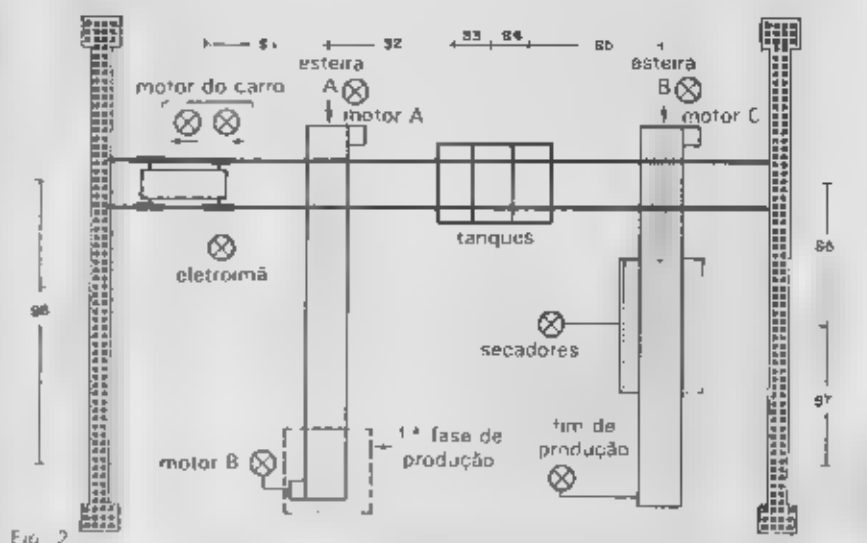
O transporte das peças para a primeira fase de produção e para os secadores, que é feito pelas esteiras A e B. A primeira possui dois motores (também chamados de A e B), enquanto a segunda usa apenas um motor, o funcionamento de cada um dos motores é representado por um LED.

— Os outros três LEDs acendem para a operação do eletroímã dos secadores e do fim de produção quando este último acende, considerando-se que a peça pode ser retirada da esteira B.

Agora podemos definir melhor a atuação do sistema proposto inicialmente com todos os dispositivos descritos, a primeira peça deve estar posicionada abaixo do carrinho magnetizado. Aciona-se então o eletroímã, que retém a peça, e o carro desloca-se até a esteira A, quando ligado, seu motor e o eletroímã. Essa esteira tem seu motor A acionado de modo que a peça seja transportada até a 1ª fase de produção. Decorrido o tempo estabelecido, o motor B move a esteira em sentido contrário, até que a peça fique novamente embaixo do carrinho. Este "captura-a" novamente, levando-a até o primeiro tanque — quando então deve retornar ao ponto de partida, a fim de realizar a mesma sequência com a segunda peça.

Assim, após o transporte da terceira peça, o carro está posicionado ac-

CICLOP — PAINEL DEMONSTRATIVO



ma do terceiro tanque. Ele deve voltar para apanhar a primeira peça (que ficou no banho esse tempo todo) e transportá-la até a esteira B — que, por sua vez, vai levá-la à secagem e depois ao ponto final, fazendo acender o LED fim de produção. Quando o carro depositar a última peça na esteira B, deverá voltar ao início e o sistema ser desligado na saída da terceira peça. Observe que todos os espaços utilizados no processo foram medidos e codificados de S1 a S8, o que seria necessário na prática para determinar a temporização correta para cada fase. Exemplificando S1 é a extensão entre a plataforma de saída da peça e a esteira A, S2, entre a esteira A e o 1º tanque e assim por diante.

São dados, além disso, vários valores "práticos", atribuídos ao sistema — os motores do carro de transporte têm velocidade constante de 0,25 m/s; os motores das esteiras, de 0,5 m/s, também constante — o tempo necessário à primeira fase de produção é de 10 s — o tempo mínimo do banho é de 30 s — o tempo mínimo de secagem é de 30 s também — o tempo de retirada da peça da esteira B é de 10 s.

Com base nessas informações, elaboramos o programa do painel mimico, que também pode ser visto em anexo. Com o CICLOP operando na base de centésimos (veja NE nº 100) e inserindo as linhas de programação em seus campos respectivos, o painel terá seus LEDs ativados de acordo com as operações e tempos descritos. Claro que essa demonstração teórica pode ser convertida num caso prático, mediante a utilização

das interfaces adequadas e o cálculo dos tempos envolvidos. Para aqueles que pretendem reproduzir o painel mimico fornecemos na figura 3 o circuito excitador básico de cada LED.

Usando a placa terminal — Para que todos sejam mestres na utilização do CICLOP, fazemos apenas dar as dicas de manipulação do teclado, que proporciona total comando do sistema (veja foto). Como havíamos comentado no primeiro artigo da série, a operação da placa terminal é totalmente interativa, isto é, ela fornece mensagens e informações pelo display, à medida que são digitadas as instruções, orientando constantemente o operador. Vejamos como é a operação, passo a passo.

Inicialização Ao se ligar o sistema (partida "a frio"), o programa monitor escreve a mensagem inicial "CICLOP" inserindo letra por letra a partir da esquerda e ativando todos os pontos decimais do visor — indicando que, na partida "a frio", o controlador provoca reset em todos os registros. Ao se restabelecer o sistema por outro lado, o monitor vai escrever novamente "CICLOP", só que desta vez introduzindo todo o nome simultaneamente de baixo para cima. Nesse caso, todos os pontos decimais ficam apagados, indicando que, na partida "a quente", o sistema não altera os registros.

Início de contagem Ao serem pressionadas as teclas "Fn" e "A", nessa sequência, o CICLOP entra no modo de espera, aguardando a transição do bit de início e escrevendo no display a mensagem "HALT". Assim que é dado o start, o micro inicia a contagem na base de tempo estipulada

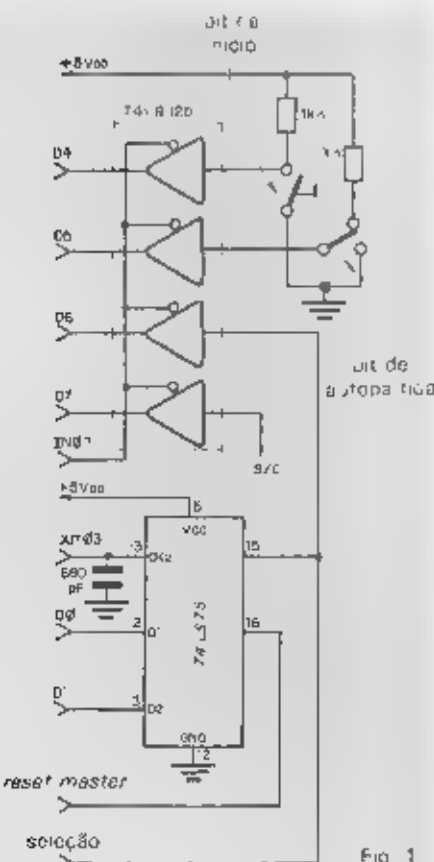


Fig. 1

após introduz a mensagem de saída do modo de programação ADELIS. Sempre que o sistema entra no modo de execução, o teclado torna-se inoperante, sendo possível a comunicação externa com o sistema apenas através das chaves de início (start) e restabelecimento (reset).

Finalização da contagem Quando termina uma contagem, seja pela detecção da palavra F9 de programação, seja pelo "estouro" da própria contagem, o C CLOP sai do modo de execução e volta para o modo de programação — instante em que o teclado torna-se novamente ativo, fornecendo a mensagem "OLÁ". A essa altura, o operador pode pressionar qualquer tecla; em resposta, solicitando a mensagem "OLÁ C CLOP", para então atuar normalmente no modo de programação.

Modos de programação Estando o sistema na modalidade de programação, todas as funções são introduzidas pelo próprio operador por meio

dos rapidamente cada uma delas.

Para "chamar" a função F1 (campo de loop), ativa-se primeiramente a tecla "fn"; espera-se a mensagem "FUNÇÃO" e então aperta-se a tecla "1", após o que aparece no display a palavra "— LOOP —" e, em seguida, "F FFFFF". O operador pode então inserir o primeiro dos seis laços possíveis, identificando a ordem através dos pontos decimais e empregando as teclas de 0 a 9. As teclas "C" e "E" por sua vez, servem para zerar todo o número ou invalidá-lo, respectivamente, assim, por exemplo, estando o visor em F FFFFF, o acionamento de "C" vai alterá-lo para 0.00000 e vice-versa, acionando-se a tecla "F". Por fim, a tecla "E" incrementa o número, depois de alternar o ponto de início com o de origem, conforme está exemplificado na figura 4 — onde se insere, no loop 1, o início de 1 segundo e a origem de 10 centésimos de segundo (com a base de tempo na posição de centésimos).

O número de loop (função F2) especifica quantas vezes o laço será realizado, sempre expresso em hexadecimal; os extremos são indicados por 00 (o loop não será executado) e FF (o loop será executado 255 vezes). Com a tecla de função selecionada, apertando a tecla "2" teremos no visor a mensagem n—oop seguida por 1—00. A essa altura, o operador deve entrar com o número hexadecimal usando todo o teclado. A tecla "fn" deve ser utilizada também para solicitar a colocação do próximo nº de loop. Só é possível sair desse modo de programação pressionando a tecla "Pr"; em seguida, aciona-se novamente "fn", quando passa a ser interpretada como seleção de função.

O formato de loop (função F3) é especificado pela inserção de números hexadecimais exatamente como a anterior. No entanto, nesse caso a palavra será interpretada pelo monitor a partir do estado dos bits individuais, considerando o bit 0 como especi-

ficação de laço aberto e o bit 1 como laço fechado, conforme a reação a seguir:

bit	ação
2 ⁰	1
2 ¹	2
2 ²	3
2 ³	4
2 ⁴	5
2 ⁵	6

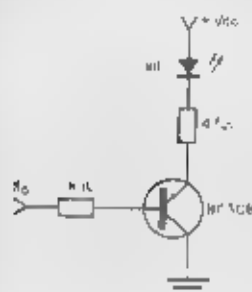
Assim, inserindo o byte 03H, por exemplo, estamos comunicando ao monitor quando este entrar em fase de programação que os loops 1 e 2 serão fechados e o restante será aberto.

O campo de retorno (função F4) exige dois números de programação: o ponto de início e o de origem. Observe o exemplo da figura 5, onde foram inseridos, na programação, um ponto de início de 2 s e um ponto de origem de 1 s.

A função base de tempo (F7) é requisitada através da entrada, via teclado, à qual o micro responde com a mensagem "TIME" → "BASE" → —01. O operador então, deve entrar com os seguintes números:

n.º hexa	precisão
01	centésimos (cronômetro)
0A	décimos (contador)
10	segundos (cronômetro)
58	minutos (relógio)

Caso o operador venha a inserir qualquer outro número, o C CLOP detecta o erro na solicitação da função, espera de início, através da mensagem "ERRO" → "TIME" → "BASE" → "—XX—", onde "XX" é o número digitado, mas fora de especificação. O programador pode então inserir o número correto e selecionar novamente o início. Observe, ainda, que as teclas "C" e "E" representam comandos dentro dos atos descritos na função campo de loop, permanecen-



da combinação de duas teclas: a de função ("fn") seguida por aquela que designa a função escolhida. Veja a tabela "Funções de controle do C CLOP", na pág. 28 do nº 100. Vamos exemplificar para solicitar a função "início de saída" (F0), aperta-se a tecla "fn", o micro responde com a mensagem "FUNÇÃO". A seguir, pressiona-se a tecla "0" e o sistema responde com a sequência "INÍCIO → SAÍDA → —00".

Nesse ponto, o programador pode introduzir um número hexadecimal, utilizando todo o teclado. Por outro lado, se for pressionada a tecla "fn" ou "Pr", o micro sai da programação do byte "início de saída" e passa a esperar o próximo comando.

Programação das funções A exemplo do que foi visto com a primeira função de controle, as demais são introduzidas também pela combinação de duas teclas (sendo a primeira sempre "fn"), e acompanhadas de mensagens dirigidas ao visor. Veja

Exemplo de programação do campo de loop

Fig. 4

tecla	mensagem	comentários
fn	FUNÇÃO	
1	—LOOP → F FFFFF	
C	0 00000	
1 0. 0	0 00100	inserção do ponto de início do loop 1
E	FF F F F F	seleção do ponto de origem do loop 1
C	00 0 0 0 0	
1 0	00 0 0 1 0	inserção do ponto de origem do loop 1
E	FF FFFF	próximo loop

Obs.: Se o programador pressionar as teclas "fn" ou "Pr", o monitor sai dessa função. As teclas "A", "B" e "D" são ignoradas pelo monitor.

Programa do painel mímico

Campo 1 (eletroímã)			
linha	programação	linha	programação
1	000100	1	000200
2	001300	2	001200
3	003200	3	003300
4	004800	4	004500
5	011000	5	011100
6	012200	6	012100
7	014100	7	014200
8	015900	8	015800
9	022700	9	022800
10	023900	10	023800
11	025800	11	025900
12	032000	12	031900
13	033000	13	033100
14	035600	14	035500
15	041800	15	041900
16	044000	16	043900
17	045800	17	045900
18	051600	18	051500

Campo 3 (motor 2 do carro)	
linha	programação
1	004700
2	009000
3	020000
4	022600
5	032100
6	032900
7	041700
8	045700
9	051700
10	060300

Campo 4 (motor A da esteira A)	
linha	programação
1	001400
2	002000
3	012300
4	012900
5	023900
6	024800

Campo 5 (motor B da esteira A)	
linha	programação
1	002500
2	003100
3	013400
4	014000
5	025100
6	025700

Campo 6 (motor da esteira B)	
linha	programação
1	035700
2	040100
3	044100
4	044500
5	051700
6	052100
7	055100
8	055500

Campo 7 (Secadores)	
linha	programação
1	040200
2	055500

Campo 8 (fim de produção)	
linha	programação
1	044500
2	045100
3	052100
4	052700
5	055500
6	060500

Fim de temporização — 070000

do invál das as teclas "A", "B" e "D"

A função início de retorno (F5) tem operação idêntica à de início de saída, com a diferença de que o byte é utilizado pelo monitor quando este executa um retorno. Para se ter acesso à função relógio (F6), basta pressionar as teclas correspondentes e inserir, após a mensagem do micro ("RELOG" — 000000"), o instante inicial da contagem, por meio das teclas de 0 a 9. A tecla "C" continua com a função de zerar o display enquanto as teclas "A", "B", "D", "E" e "F" são ignoradas pelo monitor.

Para utilizar a programação automática (F8), o sistema deve conter uma EPROM na área de programação, como já foi explicado nos artigos anteriores. As mensagens dessa função são as seguintes: "—ALTO—" → "—HALT—", quando o micro fica à espera de um start. Entretanto, se não hou-

Programa monitor do CICLOP

```

      1  10 00 00 04 30
      2  00 00 00 00 00 00
      3  17 FF 3A 5A 09
      4  00 00 00 00 00 00
      5  11 00 2B 40 40
      6  00 00 00 00 00 00
      7  18 00 00 00 00 00
      8  00 00 00 00 00 00
      9  00 00 00 00 00 00
      10 00 00 00 00 00 00
      11 00 00 00 00 00 00
      12 00 00 00 00 00 00
      13 00 00 00 00 00 00
      14 00 00 00 00 00 00
      15 00 00 00 00 00 00
      16 00 00 00 00 00 00
      17 00 00 00 00 00 00
      18 00 00 00 00 00 00
      19 00 00 00 00 00 00
      20 00 00 00 00 00 00
      21 00 00 00 00 00 00
      22 00 00 00 00 00 00
      23 00 00 00 00 00 00
      24 00 00 00 00 00 00
      25 00 00 00 00 00 00
      26 00 00 00 00 00 00
      27 00 00 00 00 00 00
      28 00 00 00 00 00 00
      29 00 00 00 00 00 00
      30 00 00 00 00 00 00
      31 00 00 00 00 00 00
      32 00 00 00 00 00 00
      33 00 00 00 00 00 00
      34 00 00 00 00 00 00
      35 00 00 00 00 00 00
      36 00 00 00 00 00 00
      37 00 00 00 00 00 00
      38 00 00 00 00 00 00
      39 00 00 00 00 00 00
      40 00 00 00 00 00 00
      41 00 00 00 00 00 00
      42 00 00 00 00 00 00
      43 00 00 00 00 00 00
      44 00 00 00 00 00 00
      45 00 00 00 00 00 00
      46 00 00 00 00 00 00
      47 00 00 00 00 00 00
      48 00 00 00 00 00 00
      49 00 00 00 00 00 00
      50 00 00 00 00 00 00
      51 00 00 00 00 00 00
      52 00 00 00 00 00 00
      53 00 00 00 00 00 00
      54 00 00 00 00 00 00
      55 00 00 00 00 00 00
      56 00 00 00 00 00 00
      57 00 00 00 00 00 00
      58 00 00 00 00 00 00
      59 00 00 00 00 00 00
      60 00 00 00 00 00 00
      61 00 00 00 00 00 00
      62 00 00 00 00 00 00
      63 00 00 00 00 00 00
      64 00 00 00 00 00 00
      65 00 00 00 00 00 00
      66 00 00 00 00 00 00
      67 00 00 00 00 00 00
      68 00 00 00 00 00 00
      69 00 00 00 00 00 00
      70 00 00 00 00 00 00
      71 00 00 00 00 00 00
      72 00 00 00 00 00 00
      73 00 00 00 00 00 00
      74 00 00 00 00 00 00
      75 00 00 00 00 00 00
      76 00 00 00 00 00 00
      77 00 00 00 00 00 00
      78 00 00 00 00 00 00
      79 00 00 00 00 00 00
      80 00 00 00 00 00 00
      81 00 00 00 00 00 00
      82 00 00 00 00 00 00
      83 00 00 00 00 00 00
      84 00 00 00 00 00 00
      85 00 00 00 00 00 00
      86 00 00 00 00 00 00
      87 00 00 00 00 00 00
      88 00 00 00 00 00 00
      89 00 00 00 00 00 00
      90 00 00 00 00 00 00
      91 00 00 00 00 00 00
      92 00 00 00 00 00 00
      93 00 00 00 00 00 00
      94 00 00 00 00 00 00
      95 00 00 00 00 00 00
      96 00 00 00 00 00 00
      97 00 00 00 00 00 00
      98 00 00 00 00 00 00
      99 00 00 00 00 00 00
      100 00 00 00 00 00 00

```


7120	17	5C	06	00	ED	B8	CD	00	73B0	CD	00	03	C9	09	21	B0	17	7440	FF	08	09	FF	0A	FF	FF	
7128	03	C9	FF	FF	FF	FF	FF	FF	73B3	0A	A6	CD	00	03	09	16	17	7448	0B	CE	62	06	CD	50	06	
7130	21	A2	07	CD	49	06	CD	AA	73C0	1A	F4	10	C3	E9	03	7F	F6	7450	06	80	DD	21	0A	A7	C3	
7138	0A	00	21	C6	17	CD	D7	05	73C8	10	77	2C	03	F9	03	FF	FF	7458	70	04	ED	10	F5	3E	FF	
7140	CD	00	03	3E	00	32	14	17	73D0	7E	E6	0F	7C	10	FA	C9	06	7460	01	19	13	AA	17	01	06	
7148	13	90	01	FF	CD	9B	0A	00	73D8	03	11	00	17	7E	CD	EE	03	7468	ED	20	C9	FF	FF	FF	FF	
7150	21	A6	07	1D	49	06	CD	00	73E0	10	00	FA	03	10	23	00	F4	7470	06	10	21	00	07	70	20	
7158	03	3E	FF	13	55	00	FF	FF	73E8	19	10	CD	00	03	C9	4F	E6	7478	7E	C9	27	10	F8	C9	FF	
7160	36	00	21	26	17	CD	69	00	73F0	0F	10	7F	C9	4F	CD	3F	C9	7480	FF	0D	0D	FF	0E	FF	FF	
7168	21	A0	07	01	74	01	CD	19	73F8	7F	CD	7F	CD	3F	12	79	C9	7488	0F	E	FF	06	06	24	AA	
7170	06	C3	90	04	7E	F	D3	34	7400	CD	46	04	F5	3E	10	BD	10	7490	77	2C	10	FC	C9	70	7A	
7178	CD	00	04	C3	00	00	CD	70	7408	06	F1	85	C6	04	18	0E	F1	7498	20	05	7B	BD	20	04	19	
7180	00	03	0B	00	CD	00	05	04	7410	CD	48	15	78	25	C8	25	25	7500	18	F3	11	AF	17	4E	77	
7188	08	00	CD	0D	0A	C	DE	00	7418	8F	6F	26	06	7E	F5	8	7D	7508	C5	F	06	0D	CD	34	06	
7190	21	AA	17	06	06	0E	01	3E	7420	06	7D	1D	7B	7B	10	C5	D0	7508	CD	F	05	CD	74	7B	48	
7198	FF	D3	01	79	D	07	7E	07	7428	21	00	17	CD	7B	04	E1	7E	7508	CD	62	06	06	0A	CD	52	
71A0	01	CD	11	2C	0	F1	7B	00	7430	F	D	01	7D	D3	02	75	C1	7510	0F	04	26	04	0A	0A	CD	
71A8	CD	0F	10	90	0	CD	F0	20	7438	4	0	F	C1	C3	C1	BD	EE	76C8	06	F4	C9	FF	FF	FF	FF	
71B0	1	00	00	14	00	10	07	0	7438	FE	00	C3	C1	06	FF	7F	01	76D0	73	62	BB	44	9D	A6	B5	
71B8	07	ED	B0	13	F	05	FF	FF	7448	7E	F	D3	01	00	D7	07	C5	76D8	CD	D6	E5	E5	FD	FD	FD	
71C0	0H	00	CE	0F	0A	0B	0	C3	7450	C1	C5	C1	C5	C1	10	30	E6	76E0	00	00	BB	CD	CB	D0	08	
71C8	A3	00	DE	0B	CB	77	CA	1C	7458	0F	FE	00	C6	E5	CD	21	AA	76E8	50	FD	FD	FD	FD	FD	FD	
71D0	00	3A	D6	17	FE	01	C2	F7	7460	17	CD							76F0	21	F0	17	06	06	77	27	
71D8	03	C3	1C	00	2A	06	7	7	7468	1A	06	04	CB	05	C7	40	04	76F8	FC	C9	CA	E7	00	C3	4B	
71E0	06	17	C9	0A	7F	CB	3F	CB	7470	3E	06	00	00	00	7E	FF	07	7700	0	F4	44	00	09	92	07	
71E8	3F	1B	3F	19	AE	00	C3	AB	7478	01	79	D3	02	DD	7E	00	D7	7708	30	00	03	07	46	AA	0	
71F0	00	23	7	73	7	7B	0	CD	7480	01	06	01	CD	0	06	40	0	7710	7	0	40	9	4	70	12	01
71F8	15	04	24	06	7	CD	07	07	7488	08	08	00	2	0	11	10	E5	7718	04	10	08	03	46	74	06	
7200	1	07	C3	02	07	11	C4		7490	06	FF	11	AA	17	21	36	10	7720	F7	F7	F7	F7	F7	F7	F7	
7208	17	C3	02	07	21	DF	17	C3	7498	00	00	06	FF	11	44	17		7728	E7	F7	E3	FF	E7	F8	E7	
7210	02	03	21	00	7	A	17	A	74A0	17	00	17	CD	95	06	1	R6	7730	C3	0F	17	07	47	C1	C1	
7218	06	03	E5	10	AE	E	F7		74AB	21	06	01	11	C9	17	06		7738	06	F	07	0	0	0	0	
7220	CD	07	03	E1	E5	CD	90	03	74B0	00	CD	00	06	21	CC	17	4	7740	AB	46	38	CD	0C	CE	CD	
7228	E	22	C9	17	C3	87	02	06	74B8	AA	27	11	D6	17	06	40	CD	7748	CE	7	72	30	F	A	00	
7230	0F	08	CA	A7	02	05	08	CA	74C0	95	06	36	0	17	36	10		7750	09	AB	09	CA	F2	CD	0F	
7238	05	01	05	05	BB	CA	EC	01	74C8	74	7	17	76	00	27	74	0D	7752	0	00	3L	0F	A3	0F	7	
7240	05	05	08	0A	4	0F	0	2C	74D0	73	16	FF	23	A	06	23	27	7754	7	00	0F	0	0	0	0	
7248	01	CD	46	00	3	1F	01	01	74E0	4	0	23	6	00	40	06		7758	07	E	06	07	F3	CF	AB	
7250	05	00	21	04	17	1	0	17	74E8	CD	3	16	3E	46	06	04	CD	7760	06	00	16	7F	0F	07		
7258	ED	B8	72	00	17	CD	00	03	74F0	0A	06	0	47	04	0	00	A2	7768	00	0	07	CD	0F	C6	1E	
7260	2A	0A	09	17	00	0	0	0	74F8	0F	0	40	0	CD	42	06		7770	7	0	FF	0	F7	CD	FF	
7268	C9	06	03	1	B0	17	1A	EC	7500	7E	00	15	01	1D	07	06	10	7778	09	00	7	00	0F	00	00	
7270	0F	4F	17	1A	B	07	CB	27	7508	4	07	1D	13	06	21	10	07	7780	00	00	3D	A1	0	00	02	
7278	0B	72	CD	07	E1	77	27	13	7510	CD	10	16	21	1	77	10	00	7788	FF	FF	0F	0	07	10	F	
7280	10	EC	C9	CD	00	04	FF	15	7520	04	1	7D	07	1D	62	46	CD	7790	7	0	17	0	0F	0B	F	
7288	20	07	C3	4	05	FE	16	C2	7528	04	08	FF	5	20	1	00	5	7798	7	0	4	F	0F	0E	F7	
7290	2F	02	3	02	05	7E	A1	44	7530	7	0	21	F	17	01	40	0	7700	C7	01	0F	01	0F	0	FF	
7298	C9	7	BD	A	12	0	27	17	7540	17	21	44	07	01	64	05	C3	7708	0A	FF	FF	FF	FF	FF	FF	
7300	27	02	9	17	C3	13	0	0	7548	4	70	0	FE	15	CA	41	05	7710	FF	F	0	1E	0F	FF	FF	
7308	FF	7A	C9	17	77	3	01	01	7558	16	16	0	0	0	16	00	44	7718	FF	F	FF	F	FF	F	FF	
7310	3E	00	1D	0D	01	C3	00	0A	7560	0A	06	6F	4E	1D	7	06	C	7720	FF	F	F	F	FF	F	FF	
7318	3E	00	1D	0D	01	C3	12	0B	7568	0A	06	17	FE	15	14	41	05	7728	FF	F	FF	F	FF	F	FF	
7320	3E	04	CD	00	0	C3	00	0B	7570	0A	06	12	07	06	0	06	07	7730	FF	F	FF	F	FF	F	FF	
7328	3F	05	CD	0D	01	C3	4	0B	7578	0A	06	12	07	06	0	06	07	7738	FF	F	FF	F	FF	F	FF	
7330	3E	06	CD	0D	01	C3	7D	0B	757B	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7740	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7338	3E	07	CD	0D	01	C3	6	0B	7580	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7748	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7340	3E	08	CD	0D	01	C3	7F	0F	7588	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7750	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7348	CD	03	55	09	FE	4B	CA	F7	7590	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7758	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7350	FE	00	1	FA	06	C	41	05	7598	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7760	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7358	06	06	21	AF	11	00	7		75A0	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7768	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7360	1A	19	07	70	0A	09	7	2D	75A8	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7770	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7368	1C	10	0F	F5	06	21	C6		75B0	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7778	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7370	17	11	AF	17	7E	4F	16	0F	75B8	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7780	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7378	D9	1D	70	00	09	77	79	CB	75C0	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7788	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7380	3F	CB	F	CB	F	CB	F	D9	75C8	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7790	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7388	CD	70	06	09	10	1	D	7	75D0	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7798	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7390	10	E4	C9	F	E	0F	CD	F0	75E0	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7800	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7400	04	CD	00	07	E	1	AD	17	75E8	0A	06	21	4A	07	CD	47	06	C3	7808	FF	F	FF	F	FF	F	FF
7408	06	01	CD	0C																						

7800-	06	A	C9	2E	8F	06	36
7801-	A	2	0	18	08	14	0C
7802-	F9	0F	CE	18	F1	A	2
7803-	17	3F	19	1D	00	04	7
7804-	0B	0	00	00	21	8	7
7805-	3A	A	17	0E	CA	8	9
7806-	0C	0E	3F	35	35	35	3
7807-	C3	CC	08	FE	15	CA	F4
7808-	FE	16	C2	3B	0	7A	CA
7809-	1	34	C2	05	21	FE	17
7810-	14	0F	17	01	06	0	00
7811-	C3	31	05	47	7A	1	5
7812-	17	6F	7E	04	C9	27	CB
7813-	0	CH	27	00	77	7H	7
7814-	17	5F	6	17	1A	11	10
7815-	CD	EE	0	1	0	0	0
7816-	00	03	0C	0A	1	B4	17
7817-	C3	43	0	3E	00	CD	54
7818-	0	04	7E	EE	0F	8D	0
7819-	17	0F	0	3	A	3F	3F
7820-	C3	3	34	FE	17	3	B7
7821-	CD	04	14	FE	15	CA	9F
7822-	0	0A	32	05	1	54	17
7823-	1	BE	17	01	03	00	08
7824-	0	34	17	41	19	11	69
7825-	0	2A	0A	1	3	A	05
7826-	C9	1	CD	61	17	2A	CA
7827-	23	CA	0	21	C9	17	17
7828-	CD	1	0	63	7	1	1
7829-	5E	17	F	EA	1	1	0
7830-	00	07	70	7	21	B0	17
7831-	0E	1	16	0A	8A	0A	17
7832-	00	0A	36	00	15	0A	9
7833-	06	0A	C2	01	0A	0	16
7834-	0A	0	79	04	1	0A	1
7835-	36	00	16	0A	79	7A	BA
7836-	0	0	0A	7A	0	16	3C
7837-	79	0	0	0	0A	3E	0F
7838-	16	0A	79	0A	0A	0	0
7839-	0A	0F	79	79	9	00	17
7840-	0	0	6	0A	79	0A	1
7841-	59	0A	36	0C	16	0A	19
7842-	06	0A	79	0A	16	00	2C
7843-	2C	7E	FE	0	0A	16	16
7844-	0A	0	71	06	0A	C2	7
7845-	0A	0	0	03	5	B6	3A
7846-	0A	0	0A	16	16	0A	0A
7847-	79	0A	0A	79	0A	76	00
7848-	2C	1E	0	0	48	0F	0F
7849-	0A	0	77	16	04	0	0A
7850-	0A	0	0	0	0	0	0
7851-	0A	0	0	0	0	0	0
7852-	0A	0	0	0	0	0	0
7853-	0A	0	0	0	0	0	0
7854-	0A	0	0	0	0	0	0
7855-	0A	0	0	0	0	0	0
7856-	0A	0	0	0	0	0	0
7857-	0A	0	0	0	0	0	0
7858-	0A	0	0	0	0	0	0
7859-	0A	0	0	0	0	0	0
7860-	0A	0	0	0	0	0	0
7861-	0A	0	0	0	0	0	0
7862-	0A	0	0	0	0	0	0
7863-	0A	0	0	0	0	0	0
7864-	0A	0	0	0	0	0	0
7865-	0A	0	0	0	0	0	0
7866-	0A	0	0	0	0	0	0
7867-	0A	0	0	0	0	0	0
7868-	0A	0	0	0	0	0	0
7869-	0A	0	0	0	0	0	0
7870-	0A	0	0	0	0	0	0
7871-	0A	0	0	0	0	0	0
7872-	0A	0	0	0	0	0	0
7873-	0A	0	0	0	0	0	0
7874-	0A	0	0	0	0	0	0
7875-	0A	0	0	0	0	0	0
7876-	0A	0	0	0	0	0	0
7877-	0A	0	0	0	0	0	0
7878-	0A	0	0	0	0	0	0
7879-	0A	0	0	0	0	0	0
7880-	0A	0	0	0	0	0	0
7881-	0A	0	0	0	0	0	0
7882-	0A	0	0	0	0	0	0
7883-	0A	0	0	0	0	0	0
7884-	0A	0	0	0	0	0	0
7885-	0A	0	0	0	0	0	0
7886-	0A	0	0	0	0	0	0
7887-	0A	0	0	0	0	0	0
7888-	0A	0	0	0	0	0	0
7889-	0A	0	0	0	0	0	0
7890-	0A	0	0	0	0	0	0
7891-	0A	0	0	0	0	0	0
7892-	0A	0	0	0	0	0	0
7893-	0A	0	0	0	0	0	0
7894-	0A	0	0	0	0	0	0
7895-	0A	0	0	0	0	0	0
7896-	0A	0	0	0	0	0	0
7897-	0A	0	0	0	0	0	0
7898-	0A	0	0	0	0	0	0
7899-	0A	0	0	0	0	0	0
7900-	0A	0	0	0	0	0	0

ver uma EPROM no sistema, o C.C.L.O.P. apresentará a mensagem de erro correspondente à função base de tempo e somente responderá aos comandos quando for solicitada a tecla 'fn'. Nesse caso, o monitor irá se "perder" pois o carregamento automático, na ausência de uma EPROM destrói áreas de RAM correspondente ao acesso interno, impedindo que o sistema funcione. Se isso acontecer, deve-se pressionar o reset, para que o micro reinicialize "a frio" o sistema.

A função espera de início (FA), por sua vez, coloca o sistema em condições de inicializar a contagem, ou seja, passar do modo de programação para o de execução — caso a base de tempo tenha sido inserida corretamente. A mensagem correspondente é formada por "FUNÇÃO" → "—HALT—", quando o micro fica à espera do start externo.

A função início de loop (FB), por fim, exige um procedimento semelhante ao da função número de loop. As mensagens, nesse caso, são "FUNÇÃO" → "NÍCIO" → "—LOOP—" → "—00—".

nesse ponto, o operador pode inserir os bytes de saída dos laços de maneira idêntica à descrita no nº de loop.

Mensagens e inserções usando Pr
Vamos começar pela programação de memória em memória. Ela é iniciada através do comando PrDe permite que o operador visualize qual quer área de memória do C.C.L.O.P. segundo o exemplo "PROGR." → "MEMO" → "0003 1", quando o monitor mostrará que o endereço de memória 000H contém o dado 31 (no caso, o início do programa monitor do C.C.L.O.P.). As teclas de 0 a F permitem que o usuário entre com um novo endereço, enquanto a tecla "fn" incrementa o endereço sempre de uma unidade.

Conforme já dissemos anteriormente, os campos de programação contêm os números responsáveis pelas comutações realizadas pelo controlador durante a fase de execução. Os campos são requisitados pelo operador através da tecla "Pr" seguida pelo número do campo que deseja programar. Por outro lado, o sistema mostra o número da linha antes de permitir a inserção do número. Assim, usando como exemplo o campo de programação nº 5, vamos supor que queremos inserir 1 na 1ª linha e 10 na 2ª linha do mesmo, o resultado está na figura 6 (tenha em mente que cada campo contém 80 linhas e cada linha pode conter um número de programação). Como informação adicional, resta dizer que a tecla "E" incrementa a linha do campo e a "C" zera a linha, enquanto as "A", "B" e "D" não são lidas pelo micro.

Para encerrar, falta analisar o funcionamento da tecla "F", que tem a função de invalidar todas as linhas do campo, a partir da linha presente no display, de acordo com o exemplo:

E" "L—03" (solicita a próxima linha)
↓
"FFFFFF"
F" "FIM (invalida todas as 80 linhas do campo, a partir da 3ª linha)

Observação O C.C.L.O.P. apresenta, em sua placa terminal, a possibilidade de se conectar mais dois capacitores cerâmicos de 680 pF ou a finalidade é estabilizar as linhas de retorno e imunizar o sistema contra ruídos eventuais. A operação do controlador porém não depende da inclusão desses componentes. O primeiro deve ser ligado entre o p-no 15 de C13 e o terra; o segundo entre o p-no 13 do mesmo integrado e o terra. ●

Exemplo de programação da função de retorno

tecla	mensagem	comentários
fn	FUNÇÃO	
4	RETURN → F.F.F.F.F.F.F.F	os pontos decimais indicam o ponto de início
C	0.0.0 0.0.0	
2. 0. 0	0 0 0 2 0 0	inserção do ponto de início
E	FFFFFF	solicitação do ponto de início
C	000000	
1. 0. 0	000100	inserção do ponto de origem

Fig. 5

Exemplo de programação dos campos

tecla	mensagem	comentários
Pr	PROGR	
5	CAMPO 5 ↓ L 01 ↓ FFFFFF	identificação do campo a ser programado identificação da linha a ser programada apresentação da 1ª linha
C	000000	zeramento da linha
1. 0. 0	000100	programação da 1ª linha
E	L 02 ↓ FFFFFF	requisição da programação da linha seguinte apresentação da 2ª linha
C	000000	zeramento da linha
1. 0. 0. 0	001000	programação da 2ª linha

Fig. 6

Conheça os operacionais pela prática

Mais quatro experiências práticas completando o tema dos amplificadores lineares iniciado no n.º 101

Nesta quarta etapa do curso, cujo básico sobre operacionais, são realizados experimentos práticos envolvendo os amplificadores inversor, não inversor, subtrator e somador. Recomendamos a todos que refresquem a memória com os conceitos dados nos três primeiros artigos da série, publicados nos n.ºs 99, 100 e 101.

1º experimento — Relação entre as tensões de entrada do operacional

A finalidade desta experiência é demonstrar a igualdade:

$$V_A = V_B$$

onde V_A é a tensão da entrada inversora e V_B da entrada não inversora. Deve-se, inicialmente, montar o circuito da figura 1, que representa um amplificador diferencial de ganho unitário (onde $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ e T_D apresenta resistência nula). Após a montagem, mede-se a tensão presente nos pontos A e B em relação ao terra comum e anotam-se os resultados. No meu caso, med $V_A \approx 1,03 \text{ V}$ e $V_B \approx 1,02 \text{ V}$. Em seguida, atua-se sobre o trimpot, de maneira que apresente uma resistência de $5 \text{ k}\Omega$ ao circuito, e torna-se a realizar as medições feitas anteriormente. Medir $V_A = 1,23 \text{ V}$ e $V_B = 1,22 \text{ V}$. Assim, obtém-se dentro da faixa de tolerância dos resistores utilizados ($\pm 5\%$), $V_A = V_B$ e $V_A = V_B$, ou genericamente, $V_A = V_B$.

Essa igualdade é uma propriedade dos operacionais. Outra maneira de verificá-la seria medir a tensão diretamente entre os pontos A e B, que deverá ser nula para qualquer valor de resistência do trimpot. Observe que V_B é obtido através da equação:

$$V_B = \frac{V_{s2}}{R_2 + R_4 + T_D} (R_4 + T_D)$$

Assim sendo, ao aumentar a resistência de T_D , diminui-se a tensão aplicada na entrada não inversora do operacional. Este, por sua vez, compensa essa variação através do resistor de realimentação, reduzindo também o potencial aplicado em V_A , de modo que $V_A = V_B$.

2º experimento — Amplificador diferencial

Queremos agora comprovar a ação do circuito da figura 2a como amplificador diferencial, obedecendo a seguinte relação:

$$V_s = A_v (V_1 - V_2), \text{ sendo}$$

$$R_1 = R_2 = R$$

$$R_3 = R_4 = MR$$

Inicialmente vamos considerar as resistências de entrada do operacional infinitas e iguais. Assim, dentro deste princípio podemos escrever

$$\frac{V_{i1}}{R} = \frac{V_A}{MR} = \frac{V_A}{MR} \quad (I)$$

$$\text{e } V_B = \frac{V_{i2}}{(R + MR)} \cdot MR \quad (II)$$

Desenvolvendo a equação (I) temos:

$$V_s R = V_A (R + MR) \quad V_{i1} = MR \quad (III)$$

Substituindo (II) em (III), tendo em vista que $V_A = V_B$, vamos ter

$$V_s R = \frac{V_{i2}}{R + MR} \cdot MR$$

$$(R + MR) = V_{i1} = MR$$

de onde resulta que:

$$V_s R = MR (V_{i2} - V_{i1})$$

$$V_s = \frac{MR (V_{i2} - V_{i1})}{R}$$

Agora podemos montar o circuito da figura 2b e variar os valores de R e MR de acordo com a Tabela 1, medindo a tensão de saída V_o e anotando os resultados (é preciso não esquecer de desligar a fonte de alimentação na hora de trocar os resistores e ajustar a tensão de off-set).

Pela equação do ganho desse amplificador observamos que

$$V_o = \frac{MR}{R} [0,5 - 0,5], \text{ ou}$$

$$V_o = MR/R$$

Portanto, com as tensões v_{s1} e v_{s2} de entrada, na figura 2b, ao se variar os valores de R e MR de acordo com a Tabela 1 na saída do operacional, pode-se medir o ganho do estágio amplificador. No meu caso, med $V_{s1} = 1,01 \text{ V}$, $V_{s2} = 2,01 \text{ V}$, $v_{s3} = 3,01 \text{ V}$, $v_{s4} = 4,02 \text{ V}$, $V_{s5} = 5,03 \text{ V}$. Obviamente, deve-se esperar uma pequena diferença entre o resultado prático e o teórico, de acordo com a tolerância dos resistores nas minhas medições, o erro esteve na faixa de 0,3%.

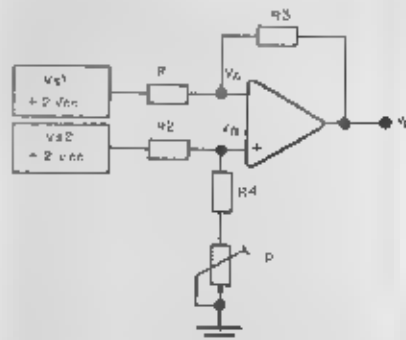


Fig. 1

Montagem para comprovar a relação entre as tensões de entrada

$R_1 (\Omega)$	$M R (\Omega)$	V_s	v	V_2	V_s	$R_B (\Omega)$	V_s
10 k	10 k	v_{s1}	1 v	0.5 V	V_{s1}	10 k	V_{s1}
20 k	10 k	v_{s2}	+1.5 V	4.5 V	V_{s2}	20 k	V_{s2}
30 k	10 k	v_{s3}	3.0 V	+5 V	V_{s3}	30 k	V_{s3}
40 k	10 k	v_{s4}	6.0 V	3.0 V	V_{s4}	40 k	V_{s4}
50 k	10 k	v_{s5}	+2.0 V	+6.0 V	V_{s5}	50 k	V_{s5}

A seguir para o mesmo circuito pode-se fixar $MR = R = 10 \text{ k}\Omega$ e variar as tensões de entrada de acordo com a Tabela 2 medindo a tensão de saída V_o e anotando os resultados, obtendo $V_{s1} = 1.51 \text{ V}$, $V_{s2} = 6.03 \text{ V}$, $V_{s3} = 8.02 \text{ V}$, $V_{s4} = 3.04 \text{ V}$, $V_{s5} = 4.02 \text{ V}$. Após as medições faça a comparação entre os valores práticos e os teóricos obtidos através da equação: $v_s = V_{i2} - V_{i1}$. Este circuito é definido como amplificador subtrator conforme já vimos anteriormente não esqueça de considerar os erros já mencionados.

3º experimento — Amplificadores inversor e não inversor

Vamos começar pelo inversor. Dado o circuito da figura 3a, queremos comprovar que $A_v = -\frac{R_F}{R_A}$, onde A_v é o ganho de tensão do amplificador. Já sabemos que $I_1 = I_2$ ($R_F \rightarrow \infty$) e $V_A = V_B$, aplicando a lei de ohm no circuito, obtém-se

$$\frac{V - V_A}{R_A} = \frac{V_A - V_s}{R_F}$$

$$\Rightarrow \frac{V_i - 0}{R_A} = \frac{0 - V_s}{R_F}$$

$$\text{Logo } \frac{v_s}{V_i} = -\frac{R_F}{R_A} = A_v$$

Agora pode-se montar o circuito da figura 3a, onde é variado o valor de R_F e medido o valor da tensão de saída, segundo a Tabela 3 os valores de V_i e R_A foram fixados em 1 V e $10 \text{ k}\Omega$, respectivamente).

Anotando os resultados da tensão de saída da medição $V_{s1} = -1.01 \text{ V}$, $V_{s2} = -2.0 \text{ V}$, $V_{s3} = -3.01 \text{ V}$, $V_{s4} = -4.01 \text{ V}$, $V_{s5} = -5.01 \text{ V}$. Observe que, como $V_i = 1 \text{ V}$, $V_s = -R_F/R_A$, assim, o módulo da tensão de saída será equivalente ao ganho do amplificador. Confronte os resultados práticos com os teóricos e não esqueça de desligar a fonte para trocar R_F , bem como ajustar a tensão de off set.

Vamos agora determinar matematicamente o ganho do amplificador não inversor da figura 3b, considerando que $I_1 = I_2$ ($R_F \rightarrow \infty$) e $V_A = V_B$, teremos ao aplicar a lei de ohm no circuito:

$$\frac{V_A - 0}{R_A} = \frac{V_s - V_A}{R_F}$$

$$\Rightarrow V_s = \frac{R_F}{R_A} \cdot V_A + V_A$$

como $V_A = V_B = V_i$, temos:

$$V_s = \frac{R_F}{R_A} V_i + V_i$$

$$\Rightarrow V_s = V_i \left(\frac{R_F}{R_A} + 1 \right)$$

Agora podemos montar o circuito da figura 3b e fixar $V_i = 1 \text{ Vcc}$ e $R_A = 10 \text{ k}\Omega$ e variar o valor de R_F conforme a Tabela 3, medindo o valor da tensão de saída e anotando os resultados. Nas medições, $V_{s1} = 1.01 \text{ V}$, $V_{s2} = 2.01 \text{ V}$, $V_{s3} = 3.01 \text{ V}$, $V_{s4} = 4.01 \text{ V}$, $V_{s5} = 5.01 \text{ V}$. Novamente ao fixar V_i e R_A pode-se medir o ganho do circuito que será determinado pela expressão $V_s = 1 + R_F/R_A$. Compare o resultado prático com o teórico.

Como já vimos na experiência anterior foi obtido ganho unitário quando na Tabela 3, $R_A = R_F = 10 \text{ k}\Omega$. Experimente agora fazer $R_A \rightarrow \infty$ e $R_F = 0$ (conforme a figura 3c) para obter o amplificador não inversor de ganho unitário, onde $V_s = V_i$.

4º experimento — Amplificador somador

Considerando a figura 4a demonstra-se que:

$$V_s = \Delta V_1 \cdot V_{i1} + \Delta V_2 \cdot V_{i2}$$

Novamente, considera-se $V_A = V_B$ e $I_1 = I_2$, onde $I_1 = I_A + I_B$. Assim, aplicando a lei de ohm no circuito, temos

$$I_A = \frac{V_1 - V_A}{R_1}, I_B = \frac{V_2 - V_A}{R_2}$$

$$I_C = \frac{V_A - V_s}{R_3}$$

como $I_1 = I_2 = I_3$ temos:

$$\frac{V_1 - V_A}{R_1} = \frac{V_2 - V_A}{R_2} = \frac{V_A - V_s}{R_3}$$

lembrando que

$$V_A = V_B = 0 \text{ e}$$

$$V_s = -\frac{R_3}{R_1} V_1 - \frac{R_3}{R_2} V_2$$

Assim observamos que $A_{v1} = -R_3/R_1$ e $A_{v2} = -R_3/R_2$. Agora pode-se montar o circuito da figura 4b, para o qual é fixado $R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $V_{i2} = 0$ e $V_{i1} = 1 \text{ Vcc}$. Varie-se o valor

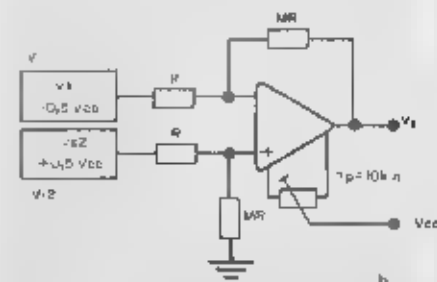
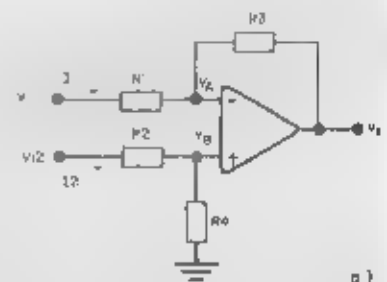


Fig. 2

Circuitos usados no experimento do amplificador diferencial

**AGORA FICOU
MAIS FÁCIL
ANUNCIAR EM**



Belo Horizonte - MG
Tel: (031) 463-4666



Brasília - DF
Tel: (061) 226-4784



Recife - PE
Tel: (081) 221-1955



Rio de Janeiro - RJ
Tel: (021) 232-6893



Porto Alegre - RS
Tel: (0512) 42-4065

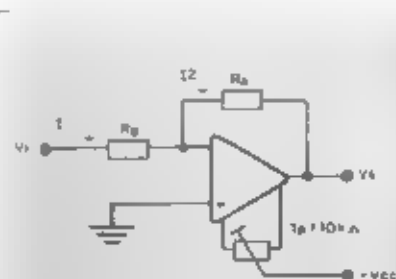


E só discar.

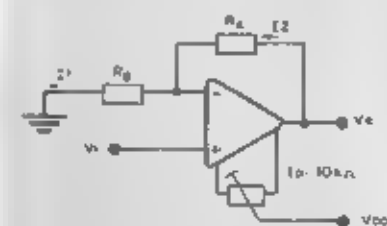
de R_B conforme a Tabela 3 anotando os valores da tensão de saída, que deverão corresponder (em módulo) ao ganho de tensão A_{V1} do circuito. Meus resultados foram: $V_{s1} = 1,02$ V, $V_{s2} = 2,02$ V, $V_{s3} = 3,02$ V, $V_{s4} = -4,02$ V, $V_{s5} = 5,02$ V. Não se esqueça de ajustar a tensão de *off set* e repetir as medições fixando $V_{i2} = 5$ Vcc conforme a figura 4c. Meus resultados foram: $V_{s1} = -6,02$ V, $V_{s2} = -7,02$ V, $V_{s3} = -8,02$ V, $V_{s4} = -9,02$ V, $V_{s5} = -10,02$ V. Mais uma vez lembramos a necessidade de ajustar a tensão de *off set* e de desligar a fonte de alimentação, para a troca do resistor R_B .

Compare os resultados V_s e V'_s ob-

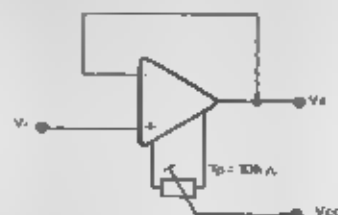
tidos. Os valores V_s serão iguais a $v_s + K$, onde K é constante e igual a 5 Vcc. Esta experiência demonstra a independência de A_{V1} em relação a A_{V2} . Observe que, ao se obter os valores de V_s o ganho A_{V2} manteve-se constante e igual à unidade enquanto era variado o ganho A_{V1} , pois a constante K corresponde a $V_{i2} A_{V2}$. Recomendamos aos leitores mais experientes repetir a experiência, porém invertendo as entradas — ou seja, fixando primeiramente $R1 = R2 = R3 = 10$ k Ω , $V_{i1} = 0$ e $V_{i2} = 1$ Vcc e variando $R2$ sempre anotando os valores da tensão de saída. Depois fixa-se $V_{i1} = 5$ v e repete-se o procedimento para comparar os resultados finais.



a)



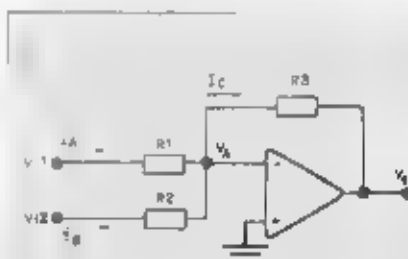
b)



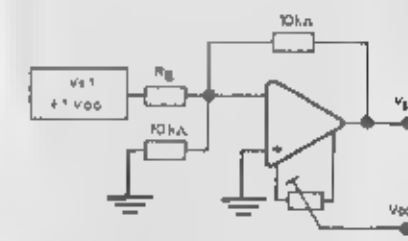
c)

Fig. 3

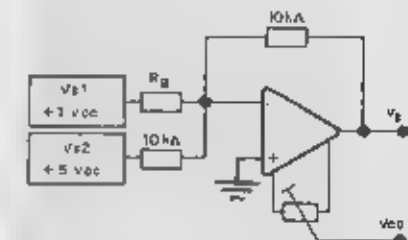
Circuitos para testar os amplificadores inversor (a), e não inversor (b). Em (c), o não inversor de ganho unitário.



a)



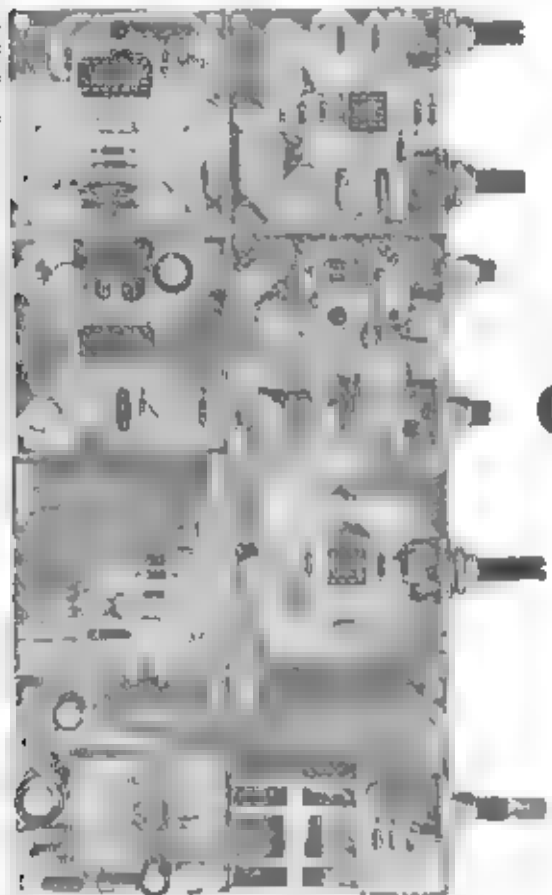
b)



c)

Fig. 4

Montagens utilizadas na demonstração do amplificador somador.



SISMO: um minissistema de áudio em módulos

Monte um equipamento de som inteiro, incluindo um FM com varicap e decodificador estéreo. Tudo em oito placas padronizadas

Es aqui a solução ideal para quem pretende montar o próprio sistema de som ou anexar estágios de áudio a um equipamento já existente, sem gastar muito e ocupando pouco espaço. Com o SISMO as duas opções tornam-se possíveis: a implementação de um sintonizador em FM estéreo, seguido de pré-amplificador, controle de tonalidade, amplificador de potência e fonte de alimentação — ou a montagem em separado de qualquer um desses estágios, inclusive o decodificador estéreo para FM. O projeto, além disso, prevê uma escolha entre dois amplificadores, com potências diferentes, e entre duas fontes distintas. São oito estágios, ao todo, para os quais foram projetadas placas de tamanho padrão, de apenas 6 por 6 cm.

Assim, o montador tem à sua disposição um sistema de áudio completo de qualidade bastante razoável e muito versátil. De fato, cada módulo, isoladamente, é pequeno o suficiente para caber no gabinete do equipamento ao qual deve ser acoplado; por outro lado, o SISMO completo pode ser alocado num minirack de 20 cm de altura, feito especialmente para ele. Em suma, ele tem todas as vantagens de um equipamento "desdobrado" em módulos, que podem ser usados ou modificados

segundo necessidades específicas. Veja a relação dos mesmos.

- SISMO 1: sintonizador FM com varicap
- SISMO 2: decodificador estéreo
- SISMO 3: pré-amplificador
- SISMO 4: controle de tonalidade
- SISMO 5: amplificador de 2 W
- SISMO 6: amplificador de 7 W
- SISMO 7: fonte fixa de 12 V
- SISMO 8: fonte variável

Tivemos o cuidado de empregar, para todos eles, componentes facilmente encontráveis no mercado nacional. O projeto ainda prevê uma total compatibilidade entre os vários módulos, tanto elétrica como estrutural. Assim, por exemplo, foram estabelecidos a mesma tensão de alimentação para o sistema inteiro e um perfeito casamento de impedâncias de um módulo para outro. As placas, além disso, já levam em conta todas as possibilidades de interligação. Na figura 1 ilustramos uma das possibilidades de uso do SISMO, utilizando os módulos de FM, pré-amplificador, decodificador e dois de amplificador de potência. Esses módulos serão apresentados em três edições sucessivas da NE, começando pelo sintonizador e pré-amplificador. Asseguramos, porém, que todos eles já foram montados e testados em nosso la-

boratório operando sem problemas.

Os circuitos — Esse é, sem dúvida, o módulo mais original do sistema: um receptor de FM com poucos componentes, utilizando varicap e bobina de sintonia impressa, e que surpreende pela seletividade e sensibilidade. Ele trabalha por regeneração e, graças ao varicap, trocou o clássico e difícil capacitor variável por dois potenciômetros de sintonia. Em princípio, foi projetado para operar na faixa das emissoras comerciais (88 a 108 MHz), mas pode ter essa característica alterada, a desejo do montador (veja a parte de ajuste).

O circuito do receptor aparece na figura 2. O sinal, captado pela antena, é transferido por indução ao circuito de sintonia, composto pela bobina impressa, pelo capacitor C1 e pelo diodo varicap D1. Como é sabido, esse diodo faz o papel do capacitor variável, já que altera sua capacitância de forma inversamente proporcional à tensão aplicada em seus terminais.

Essa tensão é controlada pelos potenciômetros R5 e R6, já mencionados, responsáveis pela sintonia. R5, que está associado a R1, sintoniza toda a faixa, enquanto que a rede R6/R2 responde pela sintonia fina — necessár-

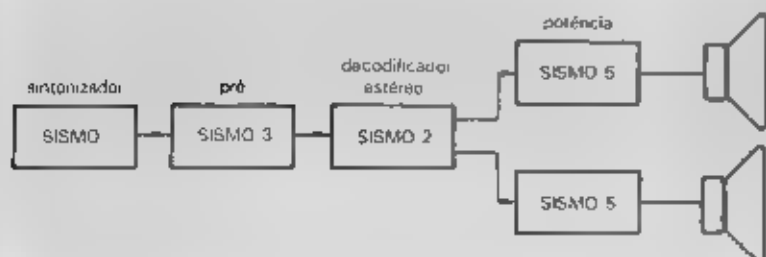


Fig. 2

quando se dispõe apenas dos 300° de excursão de um potenciômetro para abranger uma faixa tão ampla de frequências. O capacitor cerâmico C2, em paralelo com a bobina, determina a faixa de frequências que se quer sintonizar.

Do circuito de sintonia, o sinal é enviado diretamente à porta do FET Q1, cuja função é amplificá-lo. Através do trimpot R7, pode-se ajustar o melhor ponto de trabalho do transistor, no limite de sua saturação. O indutor L2, por sua vez, tem o objetivo de filtrar o sinal de alta frequência, deixando passar apenas o sinal de áudio das emisoras. E é de confecção bastante simples, como veremos adiante na parte de montagem.

Na figura 3 pode-se ver o circuito completo do pré-amplificador, que deve ser incluído logo após o sintoniza-

dor, a fim de elevar a amplitude do sinal até um nível suficiente para a excitação dos estágios posteriores. O sinal é aplicado diretamente ao capacitor C1, que desacopla desse módulo os níveis CC. Em seguida, vem um estágio amplificador clássico, usando o consagrado 741 com ganho elevado ajustável entre 0 e R5/R1. Para que o operacional pudesse ser usado com fonte comum, foi necessário colocar o potencial da entrada não inversora num ponto intermediário, entre +12 V e o terra — no caso, o potencial nesse ponto ficou em cerca de 6 V, obtido através do divisor de tensão formado por R2 e R3 e estabilizado por C3. A malha composta por R4 e C2 funciona como integrador, filtrando eventuais ruídos provenientes da fonte de alimentação.

Montagem — Normalmente, nos-

as montagens vêm acompanhadas de sugestões para as placas de circuito impresso, sempre testadas em nossos protótipos. No caso específico do sintonizador, é aconselhável adotar exatamente o *lay-out* representado na figura 4, já que ele inclui uma bobina impressa e alguns outros detalhes importantes para o bom funcionamento do circuito. Assim, por exemplo, é crítico o acoplamento da antena com essa bobina impressa.

A soldagem dessa placa, em contrapartida, não apresenta maiores problemas. Ligue, primeiramente, a pequena ponte de interligação de L1 — de preferência, com um fio de 0,8 mm. Em seguida, solde os demais componentes, tomando especial cuidado com o FET. Os potenciômetros, do tipo miniatura, com terminais especiais para fixação em circuito impresso, devem ficar por último.

A bobina L2 deve ser enrolada sobre um resistor de 1/2 W, com valor maior ou igual a 1 MΩ (quanto maior a resistência, melhor o efeito), contendo 20 espiras de fio esmaltado de 2 mm de bitola; as extremidades da bobina ficam soldadas aos terminais do resistor.

A montagem do pré é menos crítica, mas sugerimos uma placa também para ele, na figura 5, vista pelas duas faces, em tamanho natural. Se montado corretamente, esse módulo deve funcionar imediatamente, pois sua placa, como as demais do sistema, foi testada e aprovada em nosso laboratório. Se não estiver muito seguro na soldagem do C1, use um soquete de 5 pinos e

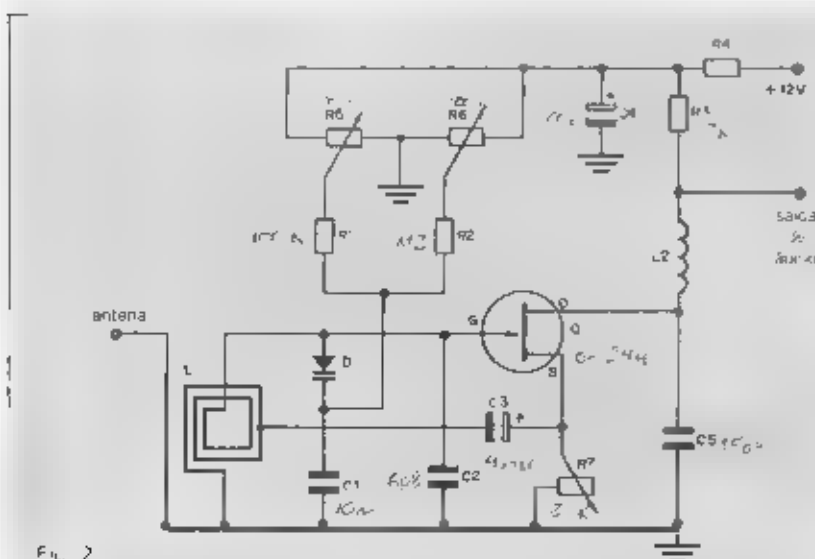


Fig. 3

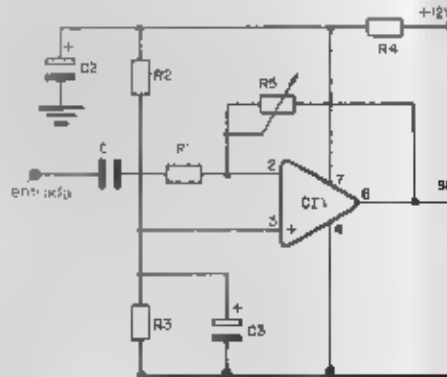


Fig. 4

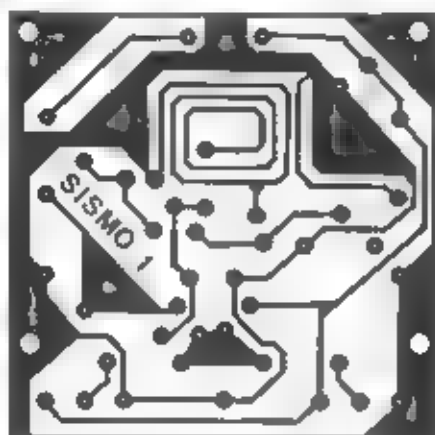
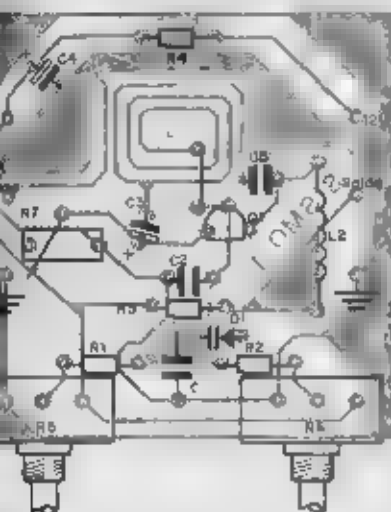


Fig. 4

pronto. Para verificar sua operação, ligue-o a um amplificador de potência qualquer e imediatamente encoste o dedo em seu terminal de entrada, você deve ouvir o ruído característico de 60 Hz no alto-falante. Para a comprovação final, gire o cursor do potenciômetro de ponta a ponta.

Ajustes e testes — O sintonizador de FM pode ser ligado diretamente a um pequeno amplificador de áudio, desde que o mesmo possua uma elevada sensibilidade de entrada ou, ao menos, um estágio de pré-amplificação. Faça essa ligação com fio blindado, acoplando a blindagem ao terra dos dois circuitos. Em seguida, ligue ao terminal de antena do sintonizador um fio encapado com cerca de 75 cm de extensão (1/4 de onda em 100 MHz) e mantenha-o esticado na vertical se possível.

Aimente então o circuito, estando os potenciômetros R5 e R6 totalmente girados para a esquerda e o trimpot R7, totalmente à direita. Comece girar R7 no sentido anti-horário, até ou-

vir um ligeiro ruído ou um ruído "diferente" insista ao redor desse ponto, até perceber a posição exata do ruído. Comprove esse posicionamento atuando sobre R5 até localizar uma emissora e ajustá-la melhor usando R6 — que nessa fase dos testes deve estar com o cursor no ponto médio, possibilitando ajustes acima ou abaixo da frequência sintonizada por R5.

Se as emissoras forem facilmente sintonizadas pela atuação conjunta de R5 e R6, o trimpot R7 poderá ser então fixado na posição ideal encontrada. As condições de recepção podem ser consideravelmente melhoradas através de blindagens, que tornam o circuito mais estável e menos suscetível a ruídos externos. Essa blindagem pode ser uma caixa metálica ou uma chapa de metal fixada por baixo da placa. Lembre-se de isolar eletricamente essas peças metálicas, ligando a elas apenas o terra do circuito. A antena também pode ajudar muito numa melhor recepção. O simples condutor que sugerimos deve adaptar-se bem à maioria dos casos, mas ele pode ser substituído por algo

CURSOS DINÂMICOS

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES

— Teoria e Manutenção —

Cr\$ 42.000 - mais despesas postais

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

Cr\$ 34.500 mais despesas postais

ELETRÔNICA BÁSICA — TEORIA/PRÁTICA

Cr\$ 20.000 mais despesas postais

RÁDIO — TÉCNICAS DE CONSERVOS

Com capítulos dedicados aos FM's. Alta Fidelidade Stereo etc.

Cr\$ 24.000 mais despesas postais

TV A CORES — CONsertos

Com todos os problemas que ocorrem na TV e as respectivas peças que provocam tais problemas.

Cr\$ 18.000 mais despesas postais

TV BRANCO E PRETO — CONsertos

Você sabendo o defeito, imediatamente saberá quais as peças que devem ser trocadas.

Cr\$ 16.000 mais despesas postais

SILK-SCREEN

Para você produzir circuitos impressos, adesivos, camisetas, chaveros e muito mais com muitas ilustrações.

Cr\$ 20.000 mais despesas postais

FOTOGRAFIA

Aprenda fotografar e revelar por apenas:

Cr\$ 12.000 mais despesas postais ou gratuitamente se o seu pedido dos cursos for acima de Cr\$ 66.000

PETIT EDITORA LTDA.

CAIXA POSTAL 5414 — SP — 01000

Av. Brig. Luiz Antônio 383 — São Paulo

Este é mais um dos 9 selos que você deve colecionar para receber a capa do Curso de Telefonia.



Basta recortá-lo e fixá-lo no cupom fornecido juntamente com o 1º fascículo.

Relação de componentes

SINTONIZADOR

R1- 100 k Ω
 R2- 2,2 M Ω
 R3- 22 k Ω
 R4- 220 Ω
 R5, R6- potenciômetros lineares de 100 k Ω
 R7- trimpot 22 k Ω
 C1- 10 nF (poliéster metalizado,
 C2- 6,8 pF (cerâmico disco)
 C3- 4,7 μ F/16 V (eletrolítico)
 C4- 100 μ F/16 V (eletrolítico)
 C5- 15 pF (cerâmico disco)
 D1- BB 1056 ou BB 4056
 Q1- BF244 ou equivalente
 L2- veja texto
 Placa de circuito impresso
 Obs.: todos os resistores de 1/4 W

PRÉ-AMPLIFICADOR

R1- 4,7 k Ω
 R2, R3- 15 k Ω
 R4- 56 Ω
 R5- potenciômetro linear de 4,7 M Ω
 C1- 47 nF (poliéster metalizado)
 C2- 100 μ F/16 V (eletrolítico)
 C3- 4,7 μ F/16 V (eletrolítico)
 Cr1- 741
 Placa de circuito impresso
 Obs.: todos os resistores de 1/4 W

**Assinando Nova
 Eletrônica, você vai
 garantir todos os
 fascículos de Telefonia
 Básica.**

**Faça ou renove já sua
 assinatura. Nesta
 mesma edição você
 pode encontrar um
 cupom com todas as
 informações necessárias.**

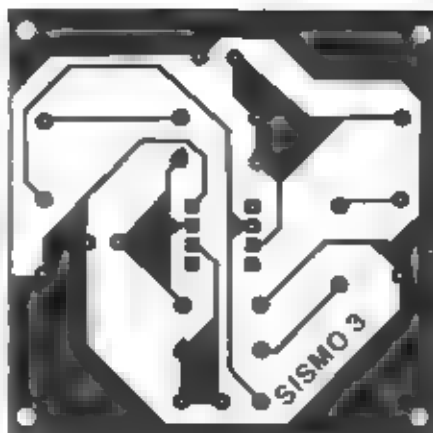


Fig. 5

mais sofisticado, como o dipolo de meia onda representado na figura 6 — confeccionado com fio paralelo de antena de TV.

Sintonia e observações — Devido ao tipo de curva característica apresentada pelos varicaps (lensão \times capacitância), a sintonia do SISMO 1 não é linear, ficando comprimida na região de maior frequência — o que significa um melhor desempenho na primeira metade da faixa de FM. De fato, as últimas estações do dial são sintonizadas usando-se apenas o controle de ajuste fino (R6), com R5 em sua posição máxima.

Caso você tenha problemas com a faixa deslocada, sem conseguir sintonizar algumas emissoras de frequência mais alta, tente alterar R1 para valores menores (47 k Ω , por exemplo). Nosso protótipo, testado num bairro razoavelmente central de São Paulo, captou cerca de 10 estações locais, sem bem que algumas com pouca intensidade de sinal. Ressalvamos, porém, que em nosso caso foi utilizada apenas a antena simples, composta pelo fio esticado. Se você quiser ir mais longe e deslocar toda a faixa de recepção do sintonizador, basta alterar o valor de C2. A título de exemplo, usando-se um capacitor de 2,2 pF, a faixa se estenderá de 100 a 140 MHz.

Uma vez testado o sintonizador separadamente, você já pode ligá-lo ao pré-amplificador, para fazer testes mais concretos. Note que a variação de ganho desse pré é enorme, podendo chegar até 1 000, teoricamente; assim, é muito fácil saturar o sinal em sua saída. Na falta de um osciloscópio, você terá que confiar apenas em sua sensibilidade auditiva para perceber quan-

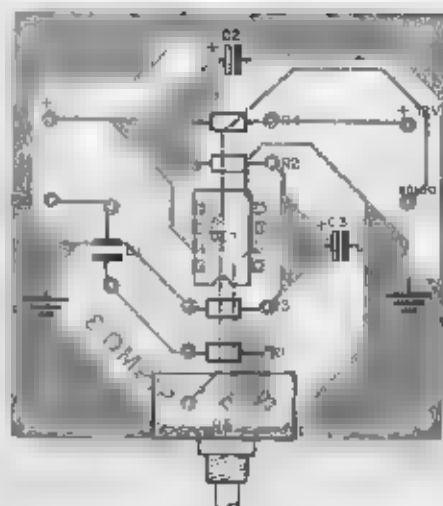


Fig. 6

do ocorre essa saturação. Faça esse teste sintonizando a emissora mais potente que você conseguir. Caso esse ajuste se mostre muito difícil, simplesmente substitua o potenciômetro desse módulo (R5) por outro de 500 k Ω ou de valor aproximado e tente novamente.

O módulo do pré é de grande importância no SISMO, pois permite que o sinal do sintonizador atinja um nível suficiente para ser aplicado ao decodificador estereó — o módulo SISMO 2, que será visto no próximo número, juntamente com o controle de tonalidade. Note, por fim, que embora o sintonizador exiba recursos excelentes face a seu preço e simplicidade, e não pode ser comparado a um receptor de FM profissional, como os adquiridos em lojas. Ele tem suas limitações, a nosso ver plenamente compensadas pelas vantagens que oferece. ●

Bibliografia

— *Modular BF* Eletrônica 2 000 1983.

Como projetar divisores de frequência

Usados para melhor distribuir o sinal de áudio, os divisores de frequência são, na verdade, combinações de filtros passa-faixas, cada um deles para excitar corretamente os alto-falantes. Tais filtros dividem-se, basicamente, em **passa-baixas**, que permite a passagem de todas as frequências abaixo de certo limite, **passa-altas**, que tem o efeito contrário, isto é, as frequências liberadas por ele ficam acima do limite imposto, **passa-banda**, que rejeita as frequências situadas acima e abaixo da faixa desejada. Este último pode ter sua função invertida e rejeitar apenas uma determinada faixa intermediária ao mesmo tempo em que libera as frequências acima e abaixo da mesma. Os perfis dos 3 tipos de filtro podem ser vistos na figura 1.

Os divisores de frequência, por sua vez, dividem-se em ativos e passivos. Estes são normalmente implementados com capacitores e indutores e aqueles, com amplificadores operacionais. Nesta matéria damos preferência aos divisores passivos, ainda os mais fáceis de calcular e implementar. Além disso, restringimos os cálculos e tabelas apresentados aos divisores de duas vias (graves e agudos), por servirem à maioria das caixas acústicas existentes no comércio ou em projeto. As tabelas fornecem um meio rápido de determinar os valores, mas não excluimos as fórmulas para que todos possam ter a liberdade de calcular seus próprios divisores. Por fim, complementamos o tema com gráficos para a confecção das bobinas utilizadas nos divisores, envolvendo desde a forma até o número de espiras e a bitola do fio de cobre.

Canais, oitavas, impedâncias — Um típico divisor de frequências com 2 canais é formado por dois filtros básicos, sendo um passa-altas e outro passa-baixas, como ilustram as curvas da figura 2. O ponto onde as respostas dos filtros se cruzam corresponde à frequência de corte ou *crossover*, por convenção, fixado um nível de referência de 0 dB, essa frequência ocorre quando as curvas exibem uma atenuação de 3 dB ou seja, quando a amplitude do sinal cai pela metade. O valor da frequência de corte deve ser escolhido de acordo com os alto-falantes usados no sistema — em nosso caso, um de graves e um de agudos. Tradicionalmente esse valor é fixado em 1 kHz, mas pode variar, de acordo com as características dos falantes usados, entre 500 e 2 000 Hz.

As redes divisoras passivas são bastante versáteis, adaptando-se praticamente a qualquer caso prático existente. Assim, as redes podem ser do tipo série ou paralelo, cuja escolha depende mais dos capacitores

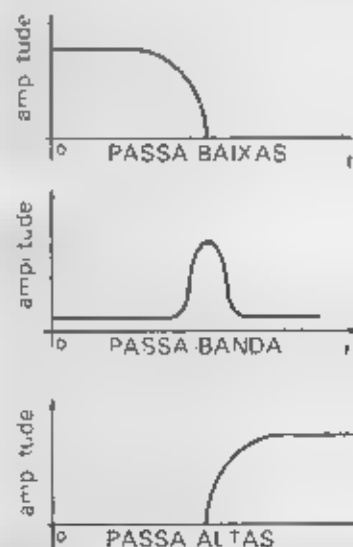


Fig.

Curvas características dos principais tipos de filtro

res que podem ser encontrados no comércio. Acertam, também, qualquer impedância de alto-falante, que é um parâmetro já previsto nas fórmulas e tabelas. Além disso, podem fornecer quedas, após a frequência de corte, de 6 e 12 dB por oitava (e até de 18 dB/8ª, não considerada aqui devido à sua maior complexidade e custo).

Essa queda determina a rapidez com que os filtros atenuam os sinais, antes ou depois do *crossover*. Portanto, quanto maior esse valor, melhor tende a ser a atuação da rede divisora. Na prática, as redes de 6 dB/8ª não proporcionam, em geral, uma atenuação suficientemente rápida, fazendo com que o *woofer* e o *tweeter* cubram pelo menos uma oitava a mais do que o previsto pelas características. As redes de 12 dB/8ª eliminam esse inconveniente, sendo por isso as mais empregadas. De qualquer forma, não discriminamos as redes mais simples, que foram incluídas nas fórmulas e tabelas para quem quiser utilizá-las.

Os dados - As quatro redes divisoras sugeridas estão na figura 3. E as foram divididas em 2 grupos, de 6 e 12 dB por oitava, reunindo os modos série e paralelo de cada tipo. Apenas a título de informação, são redes tipo Butterworth de 1ª e 2ª ordem, consideradas as mais adequadas para a implementação de divisores de frequência. A numeração dos componentes foi feita de modo a facilitar a consulta das tabelas — que, por sua vez, reúnem dados dos quatro filtros apresentados, mas divididos de acordo com a impedância dos alto-falantes utilizados, 4, 8 e 16 ohms. Para dar uma boa margem de segurança aos projetos, os valores de indutância e capacitância foram calculados entre 250 Hz e 2 kHz nas três tabelas.

As fórmulas que deram origem a essas tabelas estão na figura 4. Mais uma vez, foram reproduzidas as quatro redes divisoras, que agora aparecem com valores normalizados para os componentes, considerando-se $Z = 1 \Omega$ e $2\pi f = 1$ radiano/segundo. Aplicando a impedância e a frequência desejadas nas fórmulas simplificadas da figura 4, juntamente com esses valores normalizados, pode-se obter todos os valores presentes nas tabelas e quaisquer outros que seja preciso calcular. Caso você vá conferir os valores, lembramos que nas tabelas eles foram to-

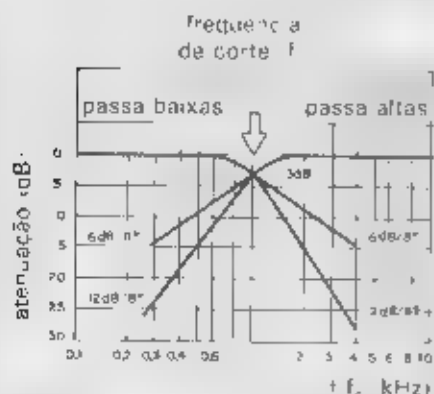


Fig. 2

Resposta de um divisor típico, para 6 e 12dB/8ª com curvas ideais

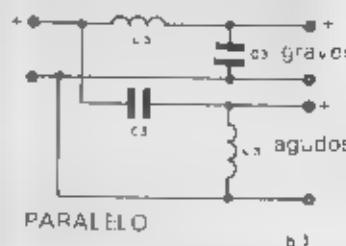
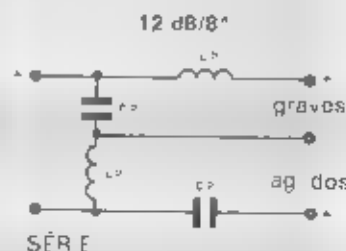
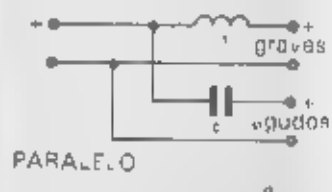
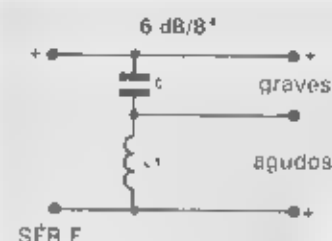


Fig. 3

Os quatro tipos de redes divisoras, com valores listados nas tabelas

dos aproximados para números mais "redondos" — novamente, para facilitar o projeto. A própria figura traz todos os dados necessários para a elaboração dos cálculos.

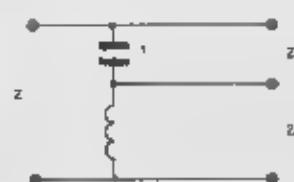
Confecção das bobinas — Prevendo que a maior dificuldade, na construção dos divisores, é a determinação dos parâmetros dos indutores, vamos fornecer aqui um método abreviado, adequado aos quatro tipos de rede. O método baseia-se inteiramente nos gráficos da figura 5 e não utiliza nenhuma fórmula. Para colocá-lo em prática, parte-se dos valores de indutância obtidos através das tabelas e de uma forma circular padronizada, também representada na figura 5, com o valor "X" aplicado em três de suas dimensões físicas. Os gráficos admitem 7 valores diferentes para "X", que podem ser adotados segundo as conveniências de cada projeto. Observe ainda que os gráficos cobrem praticamente todos os valores de indutância presentes nas tabelas (0,1 a 10 mH), ficando excluídos apenas casos extremos e bastante raros.

Os cálculos devem ser efetuados por tentativa, caso não haja nenhum parâmetro predeterminado além das indutâncias (como, por exemplo, uma forma pronta, achada na "sucata"). Pode-se começar, por exemplo, pelo segundo gráfico, que permite determinar o número de espiras do enrolamento a partir da indutância e das dimensões da forma. Daí, passa-se para o terceiro gráfico, onde, com o "N" encontrado e novamente com as medidas da forma, acha-se a bitola do fio. Outras tentativas podem então ser feitas, levando-se em conta o diâmetro encontrado e sua resistência elétrica, nessa parte pode ajudar bastante o 1º gráfico, que a partir da indutância e da forma fornece a resistência total do fio empregado nas bobinas.

Dicas práticas — Antes de encerrar o assunto, convém passar algumas informações obtidas do dia-a-dia dos projetistas. Em primeiro lugar, sobre os capacitores empregados nos divisores: apesar dos valores relativamente elevados, eles não podem ser polarizados, devendo-se

Tabela 1

250	160	225	113	26	18	36
300	133	188	94	21	15	3
350	114	162	80	18	13	26
400	100	141	70	16	11	2,3
500	80	113	56	13	0,9	1,8
600	66	94	47	1,1	0,8	1,5
750	53	75	37,5	0,8	0,6	1,1
1 000	40	56	28	0,6	0,5	0,9
1 250	32	45,3	22,6	0,5	0,4	0,7
1 500	26,5	37,5	18,7	0,4	0,3	0,6
2 000	20	28	14	0,3	0,2	0,5



$$\text{indutância} = \sqrt{N} \frac{Z}{2\pi f}$$

$$\text{capacitância} = \frac{\sqrt{N}}{Z} \frac{1}{2\pi f}$$

VN — valor normalizado

Z — impedância do alto-falante

f — frequência de corte

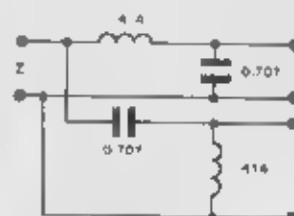
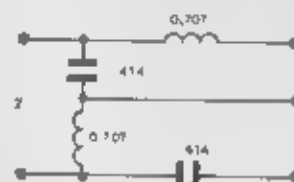


Fig. 4

As mesmas redes, com valores normalizados e suas fórmulas de cálculo.

dar preferência aos de poliéster metalizado. Em sistemas profissionais, pode-se usar bancos desses capacitores em paralelo. Os eletrolíticos, apesar de seus problemas (alta tolerância e correntes de fuga), também podem ser utilizados, desde que sejam ligados em série, positivo com positivo, sempre-se que, nesse caso, o valor total de capacitância caia pela metade. A tensão de trabalho dos capacitores pode ser calculada pela seguinte fórmula:

$$V = 1,41\sqrt{PZ}$$

onde V é a tensão de isolamento, P é a potência máxima do sinal, em watts, e Z é a impedância, em ohms.

5 e 12 dB/8°, 8 ohms

Tabela 2

250	79,6	113	56,3	5,1	3,6	7,2
300	66,3	94	47	4,3	3	6
350	57	80,4	40,2	3,6	2,6	5,2
400	50	70,3	35,2	3,2	2,3	4,5
500	40	56,3	28,3	2,6	1,8	3,6
600	33	47	23,4	2,1	1,5	3
750	26,5	37,5	18,8	1,7	1,2	2,4
1 000	20	28	14	1,3	1	1,8
1 250	16	22,5	11,3	1	0,7	1,5
1 500	13,3	18,8	9,4	0,9	0,6	1,2
2 000	10	14	7	0,6	0,5	0,9

5 e 12 dB/8°, 16 ohms

Tabela 3

250	40	56,6	28,3	10,2	7,2	14,4
300	33,2	47	23,5	8,5	6	12
350	28,5	40,3	20,2	7,3	5,2	10,3
400	25	35,4	17,7	6,4	4,5	9,1
500	20	28,3	14,2	5,1	3,6	7,2
600	16,6	23,5	11,8	4,3	3,1	6,1
750	13,3	18,8	9,4	3,4	2,4	4,8
1 000	10	14,2	7,1	2,6	1,8	3,7
1 250	8	11,3	5,7	2	1,4	2,8
1 500	6,6	9,3	4,7	1,7	1,2	2,4
2 000	5	7	3,5	1,3	0,9	1,9

As bobinas também podem ser beneficiadas por alguns dados práticos. Embora com isso tenham suas dimensões aumentadas, elas sempre devem ter núcleo de ar e não do tipo magnético, a fim de evitar a saturação do mesmo e a consequente introdução de distorções. É preciso, também, levar em conta o diâmetro do fio utilizado, devido às perdas e ao fator de mérito (Q) das bobinas. Normalmente, quanto maior a resistência do fio, maiores as perdas e menor o Q, o que reduz o desempenho global do divisor. Na prática, a bitola de 1 mm é bastante usada, por representar um compromisso ideal.

É primordial, por fim, levar em consideração a polaridade dos alto-falantes, na conexão dos divisores. A figura 3 já fornece todas as polaridades de entrada e saída, para as quatro redes.

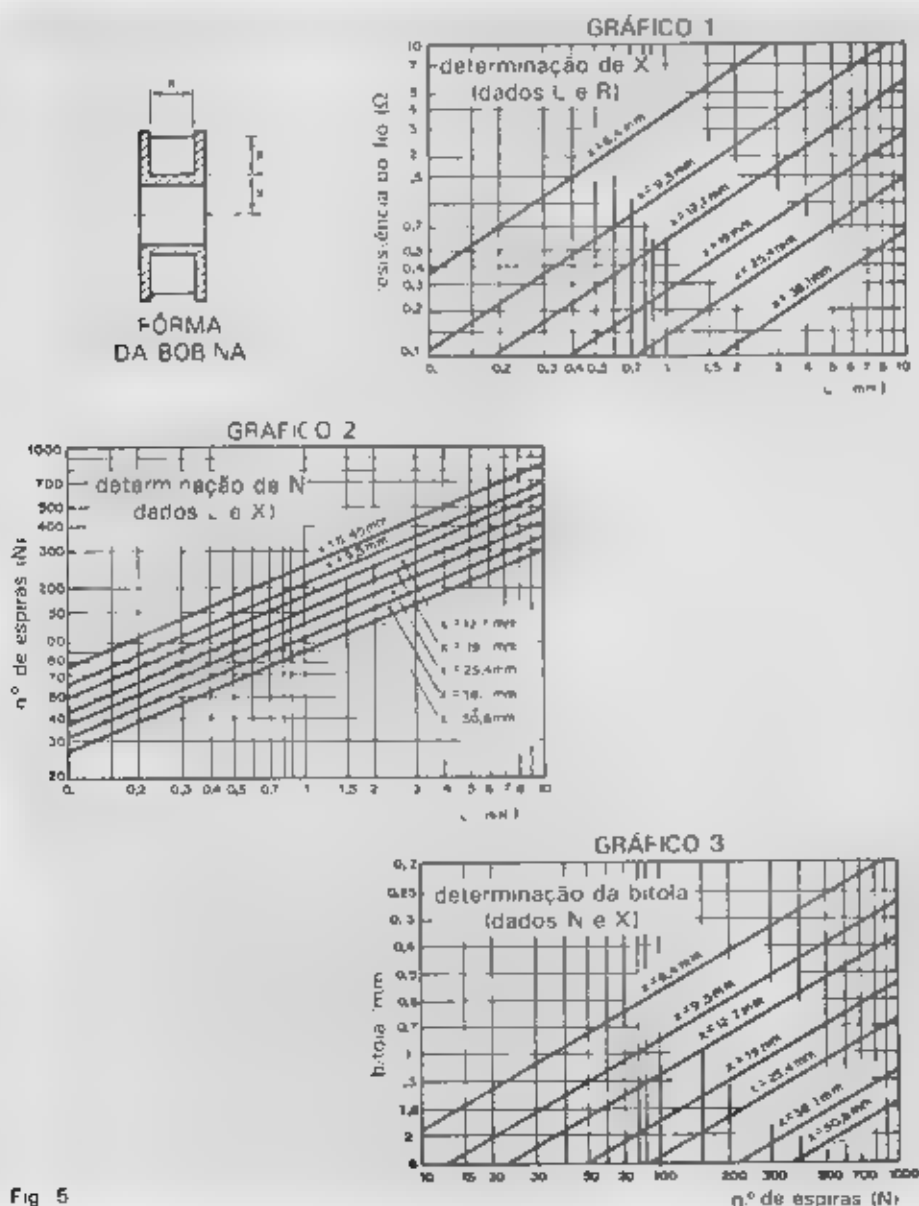


Fig 5

Fôrma padronizada e gráficos para a confecção das bobinas

FOCO NAS VÁLVULAS PARA
MICROONDAS - 4ª PARTE

Magnetrons e tubos de comutação

Os magnetrons e carcinotrons, entre outras válvulas, são tubos para microondas que funcionam com campos cruzados

O magnetron é, basicamente, um diodo circular sobre o qual aplica-se um campo magnético perpendicular ao seu eixo. Na presença deste campo magnético, os elétrons descrevem uma trajetória curva, sendo que, na ausência do campo, descreveriam uma linha reta em direção ao anodo. Acima de um certo valor crítico (B_c) da indução magnética (função da tensão V_0 e dos raios a e b do catodo e do anodo), os elétrons não atingem o anodo. Formam-se então, uma nuvem de cargas espaciais, girando em torno do catodo, tão mais próximos deste quanto maior for o campo magnético. Em condições normais de funcionamento, a nuvem eletrônica

permanece à distância média entre o catodo e o anodo.

Várias disposições já foram empregadas para fazer um magnetron oscilar. Na única forma utilizada atualmente, o anodo é, na realidade, um circuito com estrutura periódica fechado sobre si mesmo (curto-circuitado). Se tal circuito contém um número par N de células, existem somente $(N/2) + 1$ frequências distintas de ressonância, correspondentes às defasagens de $0,2\pi/N, 4\pi/N, \dots, \pi$. As frequências correspondentes aos valores de defasagem compreendidos entre π e 2π confundem-se com as precedentes (degeneração).

A oscilação ocorre quando obtém-se a condição de sincronismo que impõe

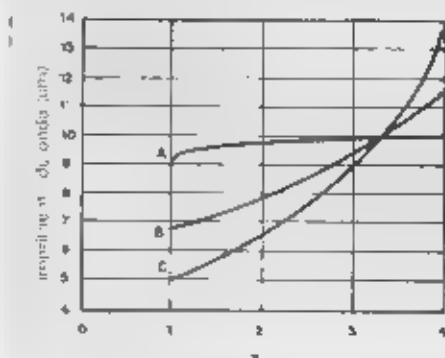


Fig. 28

Influência dos straps no espaçamento das frequências ressonantes

que a velocidade angular dos elétrons ω seja tal que o ângulo de trânsito $(\omega t_{tr}) \cdot (2\pi/N)$ se a igual a uma das defasagens acima, próxima a 2π . Existe portanto uma grande variedade de modos de oscilação, através dos quais escolhemos, geralmente, o que corresponde a um valor π de defasagem, onde obtemos o rendimento máximo. Tal valor é escolhido por ser o único em que não ocorre degeneração, isto é, no qual o campo padrão é determinado unicamente pela geometria do anodo e o rendimento é máximo.

Estrutura e sintonia mecânica — A figura 28 representa a estrutura dos primeiros magnetrons. Esta estrutura, com cavidades, possui uma desvantagem: as frequências dos vários modos de ressonância são muito próximas entre si. Para separar estes modos, igamos, alternadamente, os pólos das estruturas através de condutores, conhecidos como *straps*.

A influência destes *straps*, que podem ser duplicados, reunindo assim, os pólos não conectados pelos primeiros *straps*, é indicada na figura 29. Existe uma separação considerável entre os modos de ressonância, diminuindo a frequência do modo π .

Atualmente, utilizam-se estruturas chamadas de "va es" com os respectivos *straps* (*double-strapped-vane*), como a mostrada na figura 30. Obtém-se o mesmo resultado quando fazemos as fendas com diferentes tamanhos, alternadamente (fig. 31). Tal estrutura é conhecida como *rising sun*.

Finalmente, no modo π podemos acopiar um anodo de "va es" a uma cavidade exterior ressoando no modo TE_{011} , cujas linhas de campo são circulares, através de fendas feitas no fundo de uma outra cavidade. Assim temos o chamado magnetron coaxial, cujo esquema está ilustrado na figura 32.

Esses circuitos podem ser mecanicamente sintonizados de várias maneiras.

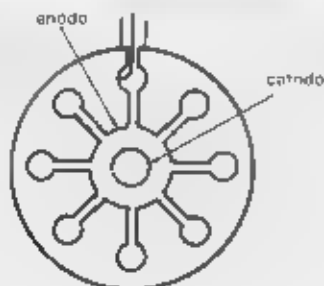


Fig. 28

(a)

(b)

Estrutura de um magnetron simples visto de cima (a) e em perspectiva (b).

ras. No caso do magnetron coaxial, sintonizamos a cavidade exterior através de um pistão que, para o modo TE_{011} , não tem necessidade de tocar as paredes da cavidade (contato). Uma substância atenuadora, colocada atrás do pistão, permite atenuar os modos indesejáveis. A banda obtida pela sintonia mecânica pode atingir de 10 a 15% da frequência central. Estes dispositivos são igualmente feitos para operar com bandas mais estreitas, porém, com a característica de poder variar rapidamente sua frequência de operação — são conhecidos como dispositivos com agilidade de frequência.

Para pequenas potências ou frequências relativamente baixas (menores que 4 GHz), a energia é extraída por meio de uma linha coaxial acoplada a uma das cavidades através de um *loop* — como mostra a figura 33 — ou conectada diretamente aos *straps*. Nos demais casos, a energia é retirada por guias de onda acoplados ao circuito do magnetron por transformadores de impedância convenientes.

O catodo do magnetron é bombardeado por elétrons acelerados pelo campo de RF. Este bombardeamento, cuja potência pode ter valores da ordem de 5% da potência útil, aquece o catodo. O aquecimento, por bombardeamento de retorno, pode levar à redução ou mesmo ao corte da tensão de filamento durante o período de oscilação. Este é um dos fatores limitadores da potência dos magnetrons. Por outro lado, o bombardeamento de retorno libera elétrons secundários, fonte essencial dos elétrons presentes na oscilação. Alguns modelos de alta potência (100 kW) de emissão contínua têm catodo frio de platina ou de berílio, refrigerados por óleo.

Os magnetrons mais comuns têm seu catodo composto de óxidos ou são impregnados (corpo poroso de tungstênio impregnado com aluminato de bário ou de cálcio). Estes últimos, que

funcionam sob temperaturas maiores que os compostos, são mais robustos e permitem a operação sob potências médias duas vezes superiores aos catodos de óxidos. O campo magnético é normalmente criado por um ímã permanente, cujas peças polares podem ser integradas ao tubo. Algumas vezes, os campos magnéticos podem ser variados através de "shunts magnéticos", sem que se torne necessária a troca dos ímãs permanentes.

Normalmente, as curvas características de um magnetron são representadas em um gráfico contendo por abscissa a corrente e por ordenada a tensão, sobre o qual são traçadas linhas para o campo magnético constante e para potências constantes, como exemplifica a figura 34.

A frequência de oscilação varia com a corrente, a qual é indicada numericamente por um valor chamado de "índice de deslizamento" (*frequency-pushing figure*), como, por exemplo, 100 kHz/A. Finalmente, a carga também influi sobre a frequência e a potência. Tais variações estão representadas no diagrama de Rieke da figura 35. Podemos, igualmente, caracterizar a variação de frequência em função da carga, tomando os valores externos de frequência, encontrados quando percorremos a linha de $TOE = 1,5$.

Existe toda uma série de tubos para o funcionamento sob impulsos, desde a banda L (aproximadamente 1 GHz) até a milimétrica. As potências de pico podem atingir 5 MW com $\lambda = 10$ cm e 100 kW com $\lambda = 1$ cm. Os rendimentos atingem valores de 70%. Tubos para operação em emissão contínua liberam até 100 MW a 900 MHz (aceleradores) e 6 kW a 2,45 GHz (aquecimento industrial), como o TH 3094, da Thomson-CSF.

Carcinotron M — Seu princípio de funcionamento é idêntico ao do tipo O. O feixe de elétrons se desloca entre

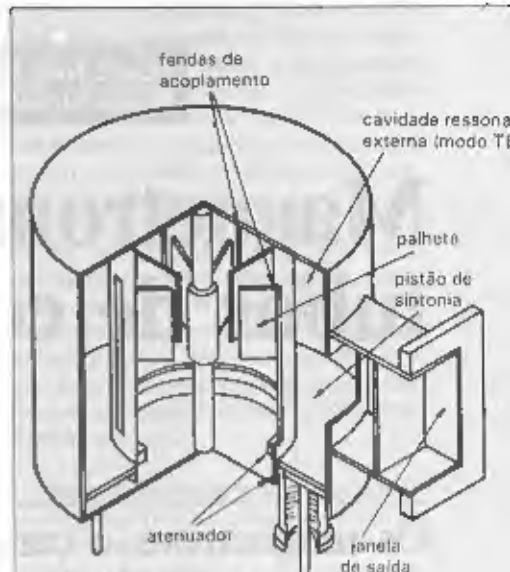


Fig. 32

Estrutura interna do magnetron coaxial.

uma linha de retardo, geralmente interdigital, e um eletrodo não emissivo (ou *sole*), polarizado negativamente em relação à fonte de elétrons, e perpendicularmente a um campo magnético. Na extremidade junto ao coletor, a linha termina em um atenuador. Sendo a velocidade dos elétrons igual a E/B , ela varia linearmente com a tensão da linha; assim, para um valor dado de banda passante necessita-se uma variação relativa de tensão, menor que nos carcinotrons tipo O.

Se o atenuador é substituído por uma linha acopladora, este tubo pode ser excitado por uma fonte externa, em frequências próximas à de sua oscilação natural. Quando variamos a potência da fonte externa, não é a potência de saída que varia, mas a banda na qual a frequência do tubo pode ser sincronizada; esta "banda de sincronização" é diretamente proporcional à raiz quadrada da potência de entrada. Estes tu-

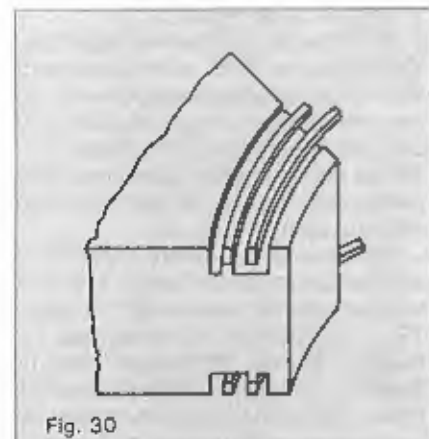


Fig. 30

Detalhe de um magnetron com dupla estrutura de strap.

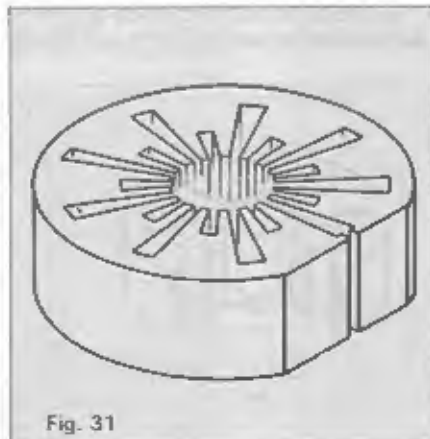


Fig. 31

Estrutura do magnetron tipo rising sun.

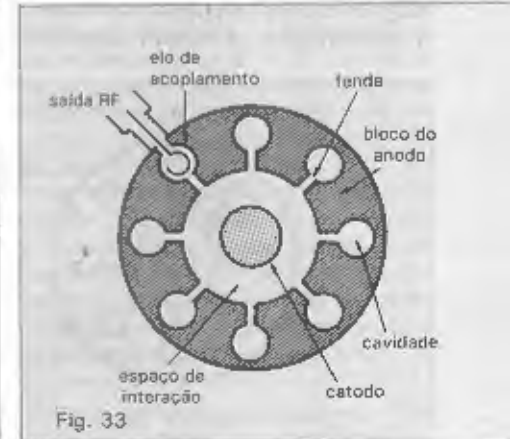


Fig. 33

Saída de RF via loop de acoplamento.

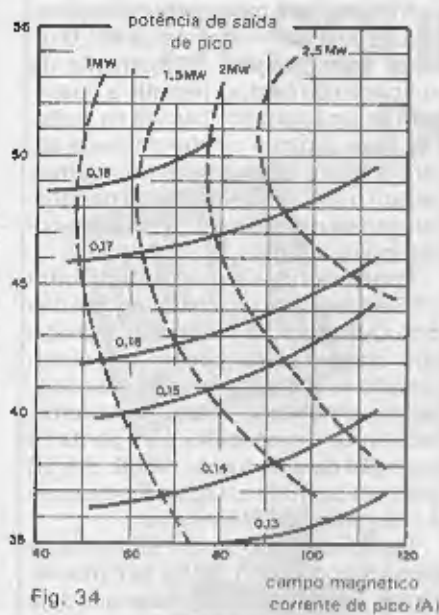


Fig. 34
Características de operação de um magnetron de alta potência na banda S.

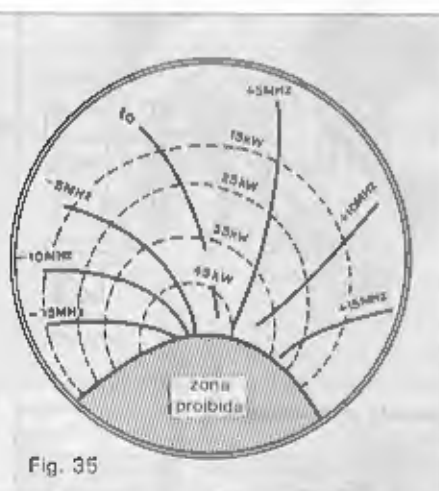


Fig. 35
Diagrama de Rieke de um magnetron com potência de pico de 40 kW, sintonizável na banda X.

bos, chamados de *carpitrons*, podem ser feitos para operar entre 0,5 e 18 GHz, com potências de saída de 100 W a 1 kW. A banda de frequência, limitada pela variação da potência de saída, é 40%, em média, da frequência central sincronizada.

Amplificadores com campos cruzados — Sob este nome designamos uma grande variedade de tubos, os quais se distinguem dos demais pelas seguintes características:

a) *Tubo com feixe injetado ou sole emissivo* (figs. 36a e 36b) — No primeiro caso, a fonte primária de elétrons faz parte do canhão, situado numa das extremidades da linha, e os elétrons são recolhidos por um coletor localizado na extremidade oposta. No segundo caso, a fonte de elétrons está situada na frente da linha e pode ser parcialmente primária e parcialmente secundária.

b) *Tubo linear ou circular* (figs. 36c e 36d) — No caso de um tubo circular, o feixe pode ser parado antes de realizar um círculo completo no espaço de interação ou, se o sole for emissivo, pode retornar sobre si mesmo (tubo com feixe de retorno). No último caso, o feixe pode transportar uma corrente modulada e assegurar um acoplamento de realimentação entre a entrada e a saída, ou pode ser demodulado pela passagem por um tubo de deslizamento suficientemente longo.

c) *Tubo com cátodo frio ou com cátodo quente* — O tubo pode funcionar com cátodo frio, trabalhando com emissão secundária. A partida é então assegurada pela aplicação de um campo de RF que, acelerando os elétrons existentes internamente de encontro ao cátodo, provoca o surgimento e manutenção do feixe de elétrons. Este subsistirá enquanto o campo de RF estiver aplicado.

d) *Tubo de ondas progressivas e de ondas regressivas* — Os tubos de ondas regressivas, munidos de linhas de re-

tardo extremamente curtas, funcionam abaixo da corrente de oscilação, sendo, portanto, amplificadores verdadeiros, contrariamente ao *carpitrôn* há pouco descrito.

Esses tubos têm as seguintes características comuns:

- ganho de 10 a 20 dB, portanto menor que os TOP de feixe linear ou *klystrons*;

- rendimento elevado, normalmente 50%, podendo atingir 70%;

- dimensões e volume reduzidos, particularmente para os tubos de forma circular;

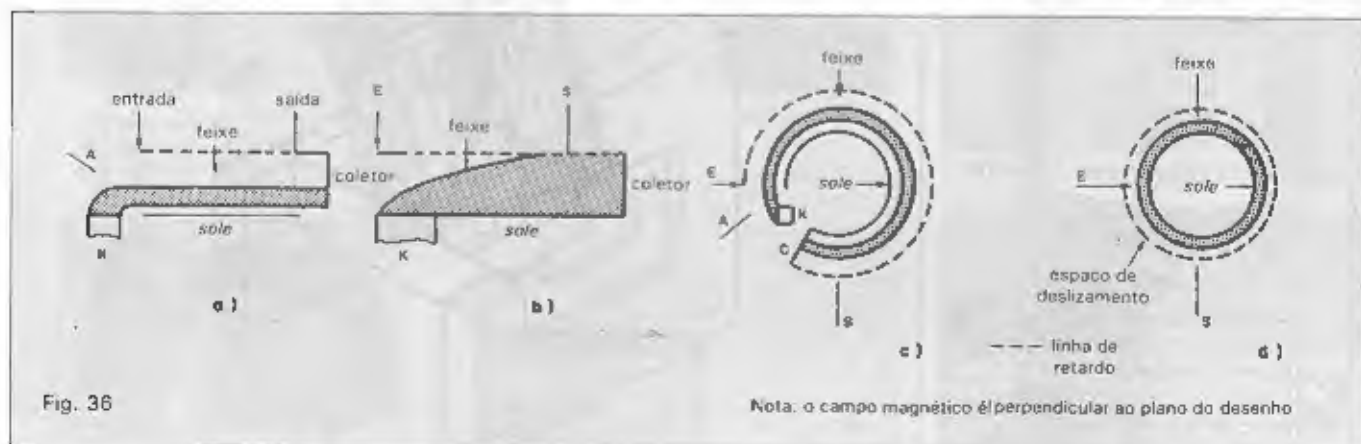
- menor capacidade de potência que dos TOP e, especialmente, dos *klystrons*, devido ao fato de o feixe de elétrons tocar a linha de retardo;

- pequena defasagem entre entrada e saída, o que permite operar vários tubos em paralelo;

- menor tensão de funcionamento que os TOP e *klystrons*.

Nos tubos com *sole* emissivo como nos magnetrons, a corrente depende do regime de oscilação. As características do modulador são muito mais importantes que nos tubos com feixe injetado. Um amplificador com campos cruzados e feixe de retorno, o TH 4013A, fornece 60 kW entre 2,9 e 3,1 GHz. É equipado com uma linha helicoidal e funciona com ondas progressivas. Bastante compacto, pesa menos que 18 kg. Neste tubo, que possui cátodo quente, o espaço de deslizamento ocupa um sexto da circunferência e evita o acoplamento por realimentação entre a entrada e a saída. Os impulsos podem ter até 40 segundos de duração. O pico da corrente de anodo é de 20 A. A tensão, cujo valor depende do campo magnético fornecido pelo ímã, varia, por exemplo, de 8 a 8,4 kV na banda passante.

Existem tubos semelhantes, com cátodo frio, cuja partida é assegurada pela aplicação de um sinal de RF à entrada. Estes têm uma larga realimentação



Diferentes tipos de amplificadores com campos cruzados: (a) linear com feixe injetado, (b) linear com sole emissivo, (c) circular com feixe injetado não reentrante e (d) circular com sole emissivo e feixe reentrante.

entre entrada e saída; seu funcionamento só pode ser interrompido pela remoção do sinal de entrada e pela aplicação, simultaneamente, de uma tensão no eletrodo de controle, o que impede que o feixe de elétrons faça uma revolução completa (círculo). As aplicações desses tubos são principalmente as militares: radar e ECM.

Tubos de comutação — Contrariamente aos tubos descritos nos tópicos anteriores, aqui trataremos de elementos passivos, com gás, destinados a — sob ação de um campo de RF produzido na transmissão do sinal nos radares — curto-circuitarem a saída através da descarga dos gases. Estes curto-circuitos desacoplam a saída do transmissor do elemento sensor do receptor, garantindo assim que a potência transmitida (alguns kW ou até MW) atinja o receptor (alguns MW); ao mesmo tempo, assegura que todo sinal captado pela antena dirija-se unicamente ao receptor, melhorando assim a relação sinal/ruído.

A figura 37 representa um sistema com TR (Transmit-Receive Tube) e ATR (Anti-Transmit-Receive Tube). Na transmissão, TR e ATR representam um curto-circuito no plano da parede do guia de onda. Na recepção, o TR é transparente e o ATR representa um curto-circuito, no plano da conexão do receptor, para a guia que vai ao transmissor.

O duplo TR é constituído por dois TR interligados pela fina parede do guia de

onda. Na montagem apresentada na figura 38, na transmissão, o duplo TR comporta-se como um curto-circuito, transferindo a potência para a antena. As potências que ultrapassam (fuga) o TR são transferidas para uma carga. Na recepção, os TR são "transparentes", e toda potência vai ao receptor.

No sistema de acoplamento total (fig. 39), os dois guias possuem, na parede comum a ambos, uma janela dimensionada de modo que toda energia que entra por uma extremidade sai pela extremidade oposta do outro guia. Tubos a gás, colocados nesta janela, provocam curto-circuito durante a transmissão.

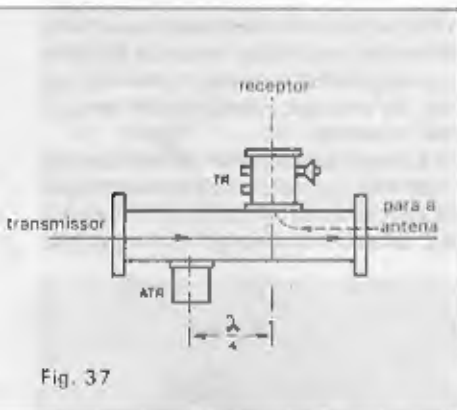
A figura 40 mostra um TR de banda larga, composto de duas células ressonantes, cada qual constituída por dois cones opostos e por repartições mecânicas. O acoplamento com o exterior é feito através de duas janelas de banda larga, que também servem como selo para o vácuo interno. Este TR é preenchido com uma mistura gasosa de argônio, que permite a ionização rápida, e vapor d'água ou amoníaco, que

asseguram uma rápida desionização.

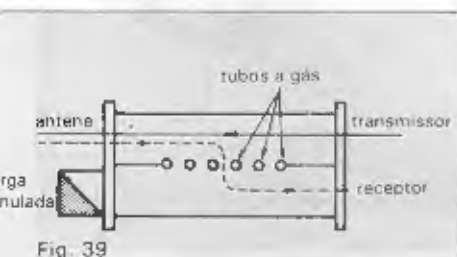
A ionização é provocada pela aplicação de um intenso campo de RF. O retardo de ionização, no momento da aplicação do campo, permite a passagem de uma pequena parcela da potência. Para diminuir os efeitos desta potência sobre o transmissor, podemos reduzir o retardo de ionização pela instalação de um eletrodo (*keep-alive*), como indica a figura 40.

Podemos, igualmente, inserir entre o TR e o receptor um limitador com diodos. Quando o TR é ionizado, o limitador comporta-se como um curto-circuito no plano da entrada. Não ionizado, é simplesmente um filtro intercalado na via de recepção, com perda de inserção de uma fração de dB. Um TR com um ou mais estágios limitadores é chamado de TR-limitador.

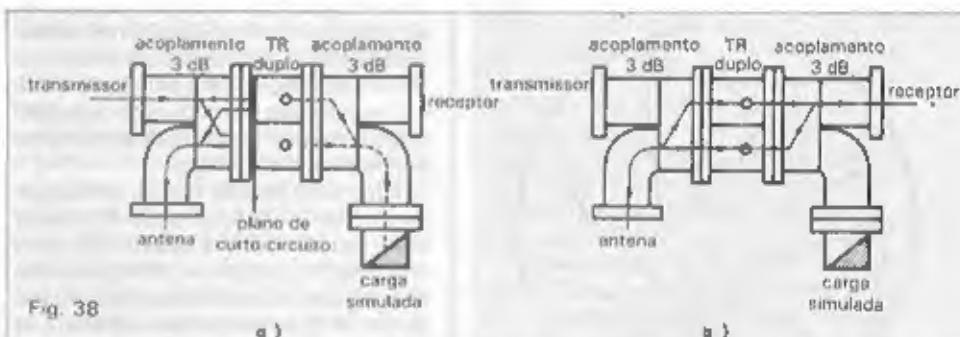
Como exemplo de um TR-limitador sem eletrodo, o TH 2615A tem três estágios limitadores. Qualquer que seja a potência na entrada (até 500 kW por curtos períodos), este dispositivo não permite a passagem de potências superiores a 1 watt.



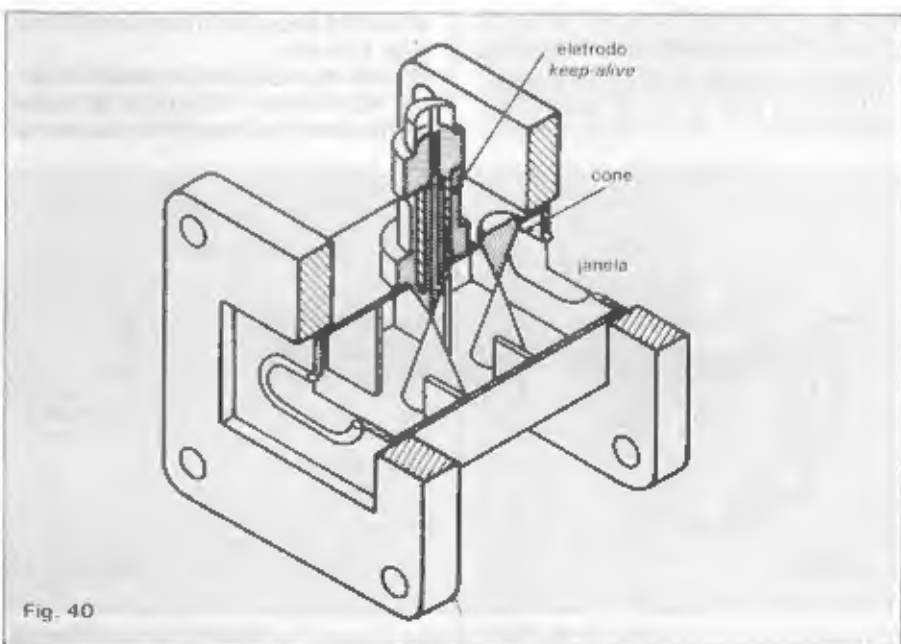
Sistema de comutação com TR e ATR.



Sistema de acoplamento total.



Sistema de comutação com duplo TR: (a) transmissão e (b) recepção.



Vista em corte de um tubo TR de banda larga.

CP400

MICROCOMPUTADOR-COLOR

VOCÊ TEM QUE ESTAR PREPARADO PARA SE DESTINAR COM OS NOVOS TEMPOS QUE ESTÃO AÍ. E O CP 400 COLOR É A CHAVE DESSA EVOLUÇÃO PESSOAL E PROFISSIONAL.



POR QUÊ?
PORQUE O CP 400 COLOR É UM COMPUTADOR PESSOAL DE TEMPO INTEGRAL: ÚTIL PARA A FAMÍLIA TODA, O DIA INTEIRO.

NA HORA DE SE DIVERTIR, POR EXEMPLO, É MUITO MAIS EMOCIONANTE PORQUE, ALÉM DE OFERECER JOGOS INÉDITOS, É O ÚNICO COM 2 JOYSTICKS ANALÓGICOS DE ALTA SENSIBILIDADE, QUE PERMITEM MOVIMENTAR AS IMAGENS EM TODAS AS DIREÇÕES, MESMO, NA HORA DE TRABALHAR E ESTUDAR, O CP 400 COLOR MOSTRA O SEU LADO SÉRIO: MEMÓRIA EXPANSÍVEL, PORTA PARA COMUNICAÇÃO DE DADOS, SAÍDA PARA IMPRESSORA, E UMA ÓTIMA NITIDEZ COM IMAGENS COLORIDAS.

COMO SE TUDO ISSO NÃO BASTASSE, A PROLOGICA AINDA OFERECE A GARANTIA DE QUALIDADE DE QUEM É LÍDER NA TECNOLOGIA DE COMPUTADORES, E O PREÇO MAIS ACESSÍVEL NA CATEGORIA.

NUMA FRASE: SE VOCÊ NÃO QUISER CHEGAR ATRASADO AO FUTURO, COMPRE SEU CP 400 COLOR IMEDIATAMENTE.

EMOÇÃO E INTELIGÊNCIA NUM EQUIPAMENTO SÓ.

• MICROPROCESSADOR: 6809E COM



ESTRUTURA INTERNA DE 16 BITS E CLOCK DE FREQUÊNCIA DE ATÉ 1.6 MHZ.

- POSSIBILITA O USO DE ATÉ 9 CORES, E TEM UMA RESOLUÇÃO GRÁFICA SUPERIOR A 49.000 PONTOS.
- MEMÓRIA ROM: 16K BYTES PARA SISTEMA OPERACIONAL E INTERPRETADOR BASIC.
- MEMÓRIA RAM: O CP 400 COLOR ESTÁ DISPONÍVEL EM DOIS MODELOS:



- MODELO 16K: EXPANSÍVEL A 64K BYTES.
- MODELO 64K: ATÉ 64K BYTES QUANDO USADO COM DISQUETES.
- O CP 400 COLOR DISPÕE DE

CARTUCHOS DE PROGRAMAS COM 16K BYTES DE CAPACIDADE, QUE PERMITEM O CARREGAMENTO INSTANTÂNEO DE JOGOS, LINGUAGENS E APLICATIVOS COMO: BANCO DE DADOS, PLANILHAS DE CÁLCULO, EDITORES DE TEXTOS, APLICATIVOS FINANCEIROS, APLICATIVOS GRÁFICOS, ETC.

- SAÍDA SERIAL RS 232 C QUE PERMITE COMUNICAÇÃO DE DADOS, ALÉM DO QUE, ATRAVÉS DESTA PORTA, VOCÊ PODE CONECTAR

QUALQUER IMPRESSORA SERIAL, OU ATÉ MESMO FORMAR UMA REDE DE TRABALHO COM OUTROS MICROS.



- PORTA PARA GRAVADOR CASSETTE COM GRAVAÇÃO E LEITURA DE ALTA VELOCIDADE.
- SAÍDAS PARA TV EM CORES E MONITOR PROFSSIONAL.
- DUAS ENTRADAS PARA JOYSTICKS ANALÓGICOS QUE OFERECEM INFINITAS POSIÇÕES NA TELA, ENQUANTO OUTROS TÊM SOMENTE 8 DIREÇÕES.
- AMPLA BIBLIOTECA DE SOFTWARE JÁ DISPONÍVEL.
- ALIMENTAÇÃO: 110-220 VOLTS.

VEJA, TESTE E COMPRE SEU CP 400 COLOR NOS MAGAZINES E REVENDIDORES PROLOGICA.

TECNOLOGIA PROLOGICA



CP

COMPUTADORES PESSOAIS

RUA ITAUBERA, 850 - VILA SOCRÓPO
S. PAULO, S.P. - CEP 04040 - F. (011) 501-1000



QUEM TEM UM, TEM FUTURO.